



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Σχεδίαση και Υλοποίηση Τετραφασικών
Ταλαντωτών Ελεγχόμενων από Τάση σε
Τεχνολογία CMOS 40 nm

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

ΧΡΗΣΤΟΥ ΔΗΜΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
Αθήνα, Ιούνιος 2016



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Ηλεκτρονικής

Σχεδίαση και Υλοποίηση Τετραφασικών Ταλαντωτών Ελεγχόμενων από Τάση σε Τεχνολογία CMOS 40 nm

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΧΡΗΣΤΟΥ ΔΗΜΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29η Ιουνίου 2016.

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γεώργιος Στασινόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ευστάθιος Συκάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2016

(Υπογραφή)

.....

ΧΡΗΣΤΟΣ ΔΗΜΟΠΟΥΛΟΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

© 2016 – All rights reserved



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Ηλεκτρονικής

Copyright ©–All rights reserved Χρήστος Δημόπουλος, 2016.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Στους αγαπάπητους γονείς μου,
Ηλία και Ζωή

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στα πλαίσια πρακτικής άσκησης στην εταιρεία Infineon Technologies AG στο Φίλλαχ της Αυστρίας. Σε αυτό το σημείο, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους συνέβαλαν για την πραγματοποίηση αυτής της εργασίας.

Πρώτον από όλους, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον καθηγητή μου, Ιωάννη Παπανάνο, για την στηρίξη και την καθοδήγη του σε όλη τη διάρκεια της πρακτικής άσκησης και εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας και ακόμα περισσότερο για την ευκαιρία που μου έδωσε να εργαστώ σε μια μεγάλη διεθνούς επιπέδου ανταγωνιστική εταιρεία στον τομέα των Semiconductors.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους διδακτορικούς φοιτητές, Νικόλαο Αλεξίου, Κωνσταντίνο Γαλανόπουλο και Ευάγγελο Τσιμπινό για την βοήθεια τους στην εκπόνηση της εργασίας, την καλή διάθεση για συνεργασία, την επίλυση αποριών και τις συζητήσεις σε τεχνικά θέματα που αποδείχτηκαν αρκετά σημαντικές. Ευχαριστώ τον Franz Dielacher για την ευκαιρία να εργαστώ στην ομάδα του και την Diana Pop για την στηρίξη τους καθ'όλη την διάρκεια της πρακτικής άσκησης και παραμονής μου στην Αυστρία. Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συναδέλφους μου Μπαχόλα Ιωάννη και Δημήτρη Σαυρή για την συνεργασία και την αμέριστη βοήθεια τους κατά τη διάρκεια της ακαδημαϊκής μου πορείας στο ΕΜΠ. Δεν θα μπορούσα να παραλείψω να ευχαριστήσω, τους αγαπημένους μου φίλους και συνοδοιπόρους, τον Βασίλη, τον Παντελή και τον Δημήτρη, για τη ιδιαίτερη προσωπικότητα τους και την παρέα στο ταξίδι της ζωής.

Τέλος, ευχαριστώ βαθύτατα τους γονείς μου, Ηλία και Ζωή, και τον αδερφό μου, Σωτήρη, για την ανιδιοτελή αγάπη τους και την αμέριστη ψυχολογική και όχι μόνο στήριξη τους. Μου παρείχαν τα πιο σημαντικά εφόδια στη ζωή, την Μόρφωση και την Παιδεία, υπό την ευρεία έννοια.

Περίληψη

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας είναι η ανάλυση και σχεδίαση τετραφασικών ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση στις υψηλές συχνότητες της τάξης των GHz. Οι τετραφασικοί ταλαντωτές είναι κυκλώματα που χρησιμοποιούνται στις σύγχρονες αρχιτεκτονικές πομποδεκτών για την παραγωγή τετραφασικών σημάτων, δηλαδή σήματα που έχουν διαφορά φάσης 90° μεταξύ τους, και συνήθως βρίσκονται μέσα σε ένα κύκλωμα βρόγχου κλειδωμένης φάσης. Αρχικά, γίνεται μια γενική αναφορά στους ταλαντωτές και παρουσιάζονται τα κριτήρια ταλάντωσης. Αναλύονται σε μαθηματικό υπόβαθρο οι δύο βασικές κατηγορίες ταλαντωτών, οι ταλαντωτές δακτυλίου και οι LC ταλαντωτές. Η διπλωματική εργασία ασχολείται κυρίως με τους LC ταλαντωτές και γι' αυτό γίνεται εκτενέστερη η μελέτη αυτών καθώς και παρουσιάζονται οι διάφορες τοπολογίες τους. Ακολουθεί η περιγραφή του μαθηματικού μοντέλου των ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση και παρουσιάζονται τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά τους και τα στοιχεία που τους αποτελούν. Συγκεκριμένα, γίνεται αναφορά στους μεταβλητούς πυκνωτές από τάση και στα ολοκληρωμένα πηνία, ενώ ακόμα μελετώνται τα μοντέλα του θορύβου φάσης στα κυκλώματα των ταλαντωτών.

Έπειτα, αναλύονται οι τετραφασικοί ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση. Πιο συγκεκριμένα, περιγράφονται οι πιο διάσημες τοπολογίες τους, οι τετραφασικοί ταλαντωτές παράλληλης και εν σειρά σύζευξης και οι τετραφασικοί ταλαντωτές επαγωγικής και αρμονικής σύζευξης. Σκοπός είναι η μαθηματική τους περιγραφή και η σύγκριση τους ως προς την ανταλλαγή του θορύβου φάσης και του λάθους φάσης που παρουσιάζουν. Τέλος, η διπλωματική εργασία ολοκληρώνεται με την κατασκευή δύο κυκλωμάτων τετραφασικού ταλαντωτή σε CMOS τεχνολογία των 40 nm της Global Foundries που πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια οκτάμηνης πρακτικής εργασίας στην εταιρεία Infineon Technologies AG. Σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν δύο τετραφασικοί ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση στις συχνότητες των 2.5 GHz και 6 GHz. Παρουσιάζουν αρκετά χαμηλό θόρυβο φάσης σε όλο το εύρος λειτουργίας τους με πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος της τάξεως του 1 mW. Παράλληλα, γίνεται μια ενδεικτική σύγκριση των επιδόσεων των δύο ταλαντωτών που σχεδιάστηκαν σε αυτήν την εργασία, με άλλες αντίστοιχες δημοσιεύσεις στην αντίστοιχη συχνότητα λειτουργίας.

Λέξεις Κλειδιά

Τετραφασικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση, Q-VCO, Ολοκληρωμένο πηνίο, Varactor, Θόρυβος φάσης.

Abstract

Object of this thesis is the analysis and design of quadrature voltage controlled oscillators at high frequencies of the order of GHz. Quadrature-VCOs are circuits used in modern transceiver architectures for producing quadrature signals, i.e. signals having a phase difference of 90° with each other, and are usually found in a phase locked loop circuit. Initially, there is a general reference to oscillators and the oscillation criteria are mentioned. They are being analysed into mathematical background the two main categories of oscillators, the ring oscillators and LC oscillators. The thesis deals mainly with the LC oscillators and thus they are being analysed thoroughly and their various topologies are presented. Moreover, the mathematical model of voltage controlled oscillators is described and the main characteristics and the elements that are consist of. Specifically, a reference is made to varactors and integrated inductors and the models of phase noise in oscillators circuits is being studied.

Furthermore, quadrature voltage controlled oscillators are analysed. Specifically, the most famous topologies are being described, the parallel and series coupling quadrature VCOs and the harmonic and inductive coupling quadrature-VCOs. The aim is the mathematical description and comparison of the trade-off between phase noise and phase error of these topologies. Finally, the thesis concludes with the construction of two quadrature-VCOs circuits in CMOS technology at 40 nm of Global Foundries which held in an eight month internship in Infineon Technologies AG. Two quadrature voltage controlled oscillators at the frequencies of 2.5 GHz and 6 GHz were designed. They showed a quite low phase noise throughout their frequency range with very low power consumption of about 1 mW. At the same time, a performance comparison of the two oscillators which designed in this work is made with other relevant references to the corresponding operating frequency.

Keywords

Quadrature voltage controlled oscillator, Q-VCO, Integrated inductor, Varactor, Phase noise.

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	iii
Περίληψη	v
Abstract	vii
Περιεχόμενα	x
Κατάλογος Σχημάτων	xiii
Κατάλογος Πινάκων	xv
1 Εισαγωγή	1
1.1 Γενικά	1
1.2 Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από τάση	2
1.3 Τετραφασικοί Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση	3
1.4 Περιεχόμενο Κεφαλαίων	3
2 Ταλαντωτές	5
2.1 Το Μοντέλο του Ταλαντωτή	5
2.1.1 Κριτήρια Ταλάντωσης	6
2.2 Κατηγορίες Ταλαντωτών	7
2.2.1 Ταλαντωτές Δακτυλίου	8
2.2.2 LC Ταλαντωτές	9
2.3 Τοπολογίες LC Ταλαντωτών	13
2.3.1 Ταλαντωτής Διασταυρωμένου Ζεύγους (Cross-Coupled)	14
2.3.2 Ταλαντωτής Colpitts	17
2.3.3 Λιγότερο Δημοφιλής Τοπολογίες	18
3 Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση - VCO	21
3.1 Μαθηματική Περιγραφή	21
3.2 Οι Βασικότερι Παράμετροι του Ταλαντωτή Ελεγχόμενου από Τάση	23
3.3 Παθητικά Στοιχεία των LC VCO	25

3.3.1	Ολοκληρωμένα Πηνία	26
3.3.2	Π-Μοντέλο	26
3.3.3	Επαγωγή και Συντελεστής Ποιότητας (Quality Factor)	28
3.3.4	Ολοκληρωμένοι Varactors σε Τεχνολογία CMOS	29
3.4	Θόρυβος Φάσης LC Ταλαντωτή	31
3.4.1	Ορισμός Θορύβου Φάσης	31
3.4.2	Το Μοντέλο του Leeson	33
3.4.3	Το Μοντέλο των Hajimiri και Lee	34
4	Τετραφασικοί Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση - Quadrature VCO	39
4.1	Γενική θεώρηση και Ανάλυση του Q-VCO	40
4.2	Τοπολογίες Τετραφασικών Ταλαντωτών Ελεγχόμενων από Τάση	41
4.2.1	Quadrature-VCO Διασταυρωμένης Σύζευξης	41
4.2.2	Quadrature-VCO Επαγωγικής και Αρμονικής Σύζευξης	47
5	Υλοποίηση Quadrature-VCO σε συχνότητα των 2.5 GHz και 6 GHz	51
5.1	Quadrature-VCO στη Συχνότητα των 2.5 GHz	51
5.1.1	Ενεργά στοιχεία	52
5.1.2	Οκταγωνικό Διαφορικό Πηνίο	53
5.1.3	CMOS Varactor	56
5.1.4	Layout	58
5.1.5	Λειτουργία και Προσομοιώσεις	59
5.1.6	Επιδόσεις του Q-VCO	63
5.1.7	Σύγκριση Επιδόσεων	64
5.2	Quadrature-VCO στη Συχνότητα των 6 GHz	65
5.2.1	Ενεργά στοιχεία	65
5.2.2	Οκταγωνικό Διαφορικό Πηνίο	66
5.2.3	Layout	68
5.2.4	Λειτουργία και Προσομοιώσεις	69
5.2.5	Επιδόσεις του Q-VCO	74
5.2.6	Σύγκριση Επιδόσεων	75
	Βιβλιογραφία	77
	Γλωσσάριο	81

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Συχνотικό εύρος πρωτοκόλλων ασύρματης επικοινωνίας	2
1.2	Αρχιτεκτονική low-IF δέκτη	4
2.1	Μοντέλο ταλαντωτή ως α) γραμμικό σύστημα και β) ως γραμμική γεννήτρια αρνητικής αντίστασης παράλληλα με κύκλωμα συντονισμού	6
2.2	Κατηγορίες Ταλαντωτών	8
2.3	Τρισταδιακός Ταλαντωτής Δακτυλίου	8
2.4	α)Ιδανικό LC δικτύωμα β)Ιδανικό LC δικτύωμα με την σύνθετη αντίσταση του πηνίου.	10
2.5	Μετατροπή του μη ιδανικού δικτύωματος LC σε ισοδύναμο του με παράλληλα στοιχεία.	11
2.6	Μέτρο και φάση ισοδύναμου RLC κυκλώματος.	11
2.7	α) Φθίνουσα απόκριση του αρχικού RLC δικτύωματος, β) προσθήκη μιας αρνητικής αντίστασης για την αντιστάθμιση των απωλειών.	12
2.8	Αρνητική αντίσταση με χρήση ενεργού κυκλώματος.	12
2.9	Ακόλουθος πηγής με θετική ανάδραση.	13
2.10	(α-γ) Εναλλακτικές υλοποιήσεις NMOS διασταυρωμένου ζεύγους ταλαντωτή. .	15
2.11	(α-γ) Εναλλακτικές υλοποιήσεις CMOS διασταυρωμένου ζεύγους ταλαντωτή. .	16
2.12	α) Ταλαντωτής Colpitts β) Μοντέλο ασθενούς σήματος του με διέργηση στην είσοδο.	17
2.13	Ταλαντωτής Clapp.	18
2.14	Ταλαντωτής Hartley.	19
3.1	Ορισμός και εύρος λειτουργίας VCO.	22
3.2	Χαρακτηριστική λειτουργίας πραγματικού VCO.	24
3.3	Διαφορικό οκταγωνικό πηνίο με μεσαία λήψη.	26
3.4	Το Π-μοντέλο του διαφορικού οκταγωνικού πηνίου με μεσαία λήψη.	27
3.5	Διακριτές περιοχές λειτουργίας ενός τυπικού ολοκληρωμένου επαγωγέα πάνω από ένα υπόστρωμα χαμηλής αντίστασης.	28
3.6	Ηλεκτρικό μοντέλο MOS varactor.	30
3.7	Συχνотικό φάσμα εξόδου ιδανικού και πραγματικού ταλαντωτή.	32
3.8	Συχνотικό φάσμα εξόδου πραγματικού ταλαντωτή.	33

3.9	α) Timing jitter β) Phase noise.	33
3.10	Γραφική αναπαράσταση του μοντέλου Leeson.	34
3.11	Κρουστική απόκριση πλάτους και φάσης σε έναν ιδανικό ταλαντωτή.	35
3.12	Χώρος καταστάσεων ταλαντωτή όπου φαίνεται η εξέλιξη μιας μεταβολής στο πλάτος και στη φάση του σήματος ταλάντωσης.	36
3.13	Μετατροπή του θορύβου σε μεταβολές της φάσης και σε θόρυβο φάσης πλευρικών ζωνών.	37
4.1	Σχηματικό διάγραμμα του Q-VCO.	40
4.2	Κυκλωματικό διάγραμμα NMOS cross-coupled Q-VCO.	41
4.3	Κυκλωματικό διάγραμμα CMOS cross-coupled Parallel Q-VCO.	42
4.4	Κυκλωματικό διάγραμμα αρχιτεκτονικής απόρριψης εικόνας [11] (το Q-VCO δεν φαίνεται).	45
4.5	Το IBR για το P-QVCO για διαφορετικές τιμές του α	45
4.6	Κυκλωματικό διάγραμμα S-QVCO [11].	46
4.7	Quadrature-VCO επαγωγικής σύζευξης [20].	47
4.8	Quadrature-VCO αρμονικής σύζευξης [25].	48
4.9	Καταστάσεις Q-VCO αρμονικής σύζευξης στη συχνότητα συντονισμού.	49
5.1	Κυκλωματικό Διάγραμμα του Q-VCO στο Cadence.	52
5.2	Layout Διαφορικού Πηνίου.	54
5.3	Επαγωγή διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.	55
5.4	Συντελεστής ποιότητας διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.	56
5.5	Συνολική χωρητικότητα PMOS varactor συναρτήσει της τάσης ελέγχου.	57
5.6	Συνολική χωρητικότητα NMOS varactor συναρτήσει της τάσης ελέγχου.	57
5.7	Το συνολικό Layout του ταλαντωτή.	58
5.8	Το Layout του ταλαντωτή χωρίς τα πηνία.	58
5.9	Test-bench Quadrature-VCO.	59
5.10	Η έξοδος του ταλαντωτή στην υψηλή συχνότητα.	60
5.11	Τετραφασικό σήμα εξόδου στην υψηλή συχνότητα.	60
5.12	1η αρμονική του σήματος εξόδου στην α) υψηλή και β) χαμηλή συχνότητα.	61
5.13	Συγκεντρωτικό διάγραμμα εύρους συντονισμού του ταλαντωτή.	61
5.14	Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 2.73 GHz.	62
5.15	Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 2.27 GHz.	62
5.16	Layout Διαφορικού Πηνίου.	67
5.17	Επαγωγή διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.	67
5.18	Συντελεστής ποιότητας διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.	68
5.19	Το συνολικό Layout του ταλαντωτή.	68
5.20	Το Layout του ταλαντωτή χωρίς τα πηνία.	69
5.21	Test-bench Quadrature-VCO.	70
5.22	Η έξοδος του ταλαντωτή στην υψηλή συχνότητα.	71
5.23	Τετραφασικό σήμα εξόδου στην υψηλή συχνότητα.	71

5.24	1η αρμονική του σήματος εξόδου στην α) υψηλή και β) χαμηλή συχνότητα. . .	72
5.25	Συγκεντρωτικό διάγραμμα εύρους συντονισμού του ταλαντωτή.	72
5.26	Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 4.96 GHz. . .	73
5.27	Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 6.03 GHz. . .	73

Κατάλογος Πινάκων

4.1	Συγκεντρωτικός πίνακας βελτιστοποίησης θορύβου φάσης και κατανάλωσης ισχύος.	44
5.1	Συγκεντρωτικός πίνακας ενεργών και παθητικών στοιχείων Q-VCO.	52
5.2	Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης ενεργών στοιχείων.	53
5.3	Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης πηνίου.	54
5.4	Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης varacor.	57
5.5	Συγκεντρωτικός πίνακας χαρακτηριστικών και επιδόσεων ταλαντωτή.	63
5.6	Σύγκριση του Q-VCO με τη βιβλιογραφία.	64
5.7	Συγκεντρωτικός πίνακας ενεργών και παθητικών στοιχείων Q-VCO $\sim 6\text{ GHz}$	65
5.8	Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης ενεργών στοιχείων.	66
5.9	Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης πηνίου.	66
5.10	Συγκεντρωτικός πίνακας χαρακτηριστικών και επιδόσεων ταλαντωτή.	74
5.11	Σύγκριση του Q-VCO με τη βιβλιογραφία.	75

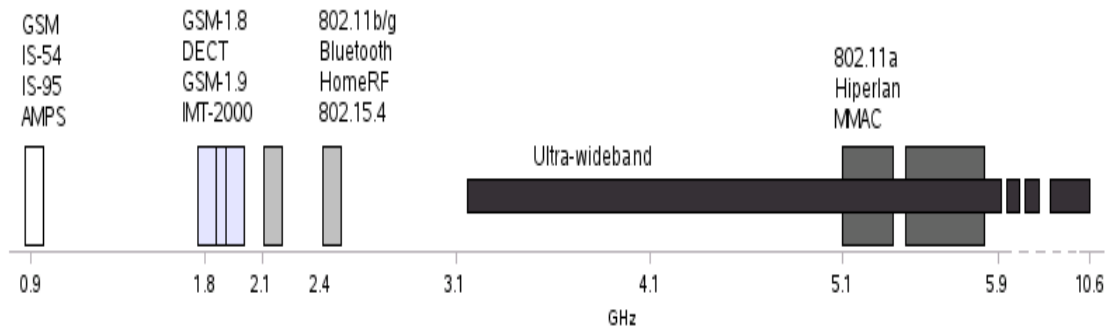
Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Γενικά

Την τελευταία δεκαετία η ασύρματη επικοινωνία είναι ένα αναπόσπαστο κομμάτι της καθημερινότητας κάθε ανθρώπου. Οι συσκευές κινητής τηλεφωνίας και οι φορητοί ηλεκτρονικοί υπολογιστές όπως και τα συστήματα παγκόσμιας πλοήγησης (GPS) και τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (wireless local area networks - WLAN), αποτελούν εφαρμογές της ασύρματης επικοινωνίας που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση βίντεο, εικόνας, ήχου και δεδομένων. Η έρευνα που πραγματοποιείται σε καινούργια προϊόντα παράλληλα με την ραγδαία αύξηση της τεχνολογίας σε αυτές τις εφαρμογές είναι αρκετό για να συνειδητοποιήσει κανείς το ρόλο που διαδραματίζουν στην σημερινή πραγματικότητα και το μεγάλο μερίδιο που κατέχουν στην αγορά.

Με μια ματιά στο κοντινό παρελθόν, από τα πρωτόκολλα επικοινωνίας της πρώτης γενιάς 1G - first generation (AMPS, ETACS) και 2G/2.5G (TDMA, CDMA/ GPRS, HSCDS) μέχρι τα σημερινά 3G (W-CDMA, HSPA+) και 4G (LTE, LTE-advanced) γίνεται φανερό η εξέλιξη των ασύρματων δικτύων σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα και η αλματώδης ανάπτυξη στη βιομηχανία των επικοινωνιών και των ηλεκτρονικών συσκευών. Συνεπώς, η ανάγκη για αυξημένο εύρος ζώνης έχει οδηγήσει τις επικοινωνίες στη χρήση καναλιών στην περιοχή των GHz (Σχ. 1.1), όπου με την αξιοποίηση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και την εφαρμογή πολύπλοκων σχημάτων διαμόρφωσης επιτυγχάνεται η βέλτιστη αξιοποίηση του εύρους ζώνης.



Σχήμα 1.1: Συχνотικό εύρος πρωτοκόλλων ασύρματης επικοινωνίας

Η πρόσφατη ραγδαία πρόοδος που σημειώνεται στις ασύρματες επικοινωνίες υπαγορεύει την αναγκαιότητα για ανάπτυξη μικρού μεγέθους, χαμηλής κατανάλωσης ισχύος και φυσικά μικρού κόστους, κινητών τερματικών σταθμών. Οι ασύρματοι πομποδέκτες, σήμερα, συμπεριλαμβάνουν ολοκληρωμένα και διακριτά στοιχεία υψηλής απόδοσης, σχεδιασμένα σε τεχνολογίες SiGe bipolar, GaAs και CMOS. Από την άποψη του κόστους, η CMOS τεχνολογία είναι η φθηνότερη. Δεδομένης της συνεχούς τάσης για μείωση των χαρακτηριστικών μεγεθών καθίσταται πλέον δυνατός ο σχεδιασμός των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μικροκυματικής συχνότητας σε καθαρά CMOS τεχνολογίες. Η συνύπαρξη του κυκλώματος του πομπού και του δέκτη σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, με τον ελάχιστο δυνατό αριθμό στοιχείων τα οποία δε, βρίσκονται εντός του ολοκληρωμένου, είναι προτιμητέα, καθώς έτσι μειώνεται το κόστος και το μέγεθος των ασύρματων συσκευών. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν τα κινητά τηλέφωνα.

Τα κινητά τηλέφωνα στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα προσδίδουν απο γενιά σε γενιά ολοένα και υψηλότερες επιδόσεις, μεγαλύτερους χρόνους αναμονής σε χαμηλότερο ενεργειακό κόστος αλλά και περισσότερες δυνατότητες. Οι αρχιτεκτονικές πομποδεκτών, όπως η zero-IF και η low-IF (Σχ. 1.2), που χρησιμοποιούνται ευρέως σήμερα στις τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές προσφέρουν προσαρμοστικότητα και μικρό κόστος κατανάλωσης μεσαίο από ολοκλήρωση μεγάλης κλίμακας (όπως η τεχνολογία CMOS). Ένα ίσως από τα πιο σημαντικά ηλεκτρονικά κυκλώματα που χρησιμοποιούνται σε αυτές τις αρχιτεκτονικές είναι οι LC-ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (LC-VCOs).

1.2 Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από τάση

Οι ταλαντωτές, και κυρίως οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (Voltage-Controlled Oscillators, VCO) αποτελούν ένα αναπόσπαστο τμήμα πολλών ηλεκτρονικών συστημάτων. Ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου του και παράγει στην έξοδο του σήματα με διαφορά φάσης 180° . Διάφορες εφαρμογές από την παραγωγή παλμών ρολογιού στους μικροεπεξεργαστές μέχρι τη σύνθεση φερόντων σημάτων για τα κινητά τηλέφωνα, επιβάλλουν τη

χρήση διαφορετικών τοπολογιών ταλαντωτών με διαφορετικά χαρακτηριστικά και επιδόσεις. Για παράδειγμα, η σχεδίαση VCO για εφαρμογές ανάκτησης ρολογιού δεν απαιτεί ιδιαίτερα υψηλές επιδόσεις όσον αφορά στο θόρυβο και συνήθως, το εύρος λειτουργίας του ταλαντωτή που χρειάζεται είναι σχετικά περιορισμένο. Αντίθετα, η σχεδίαση VCO για συστήματα ασύρματης επικοινωνίας επιβάλλει πολύ υψηλές επιδόσεις όσον αφορά στο θόρυβο και αυξημένο εύρος λειτουργίας ώστε να καλύπτονται όλα τα κανάλια στις διάφορες συχνότητες. Συνήθως οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση είναι ενσωματωμένοι σε ένα σύστημα κλειδωμένης φάσης.

1.3 Τετραφασικοί Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση

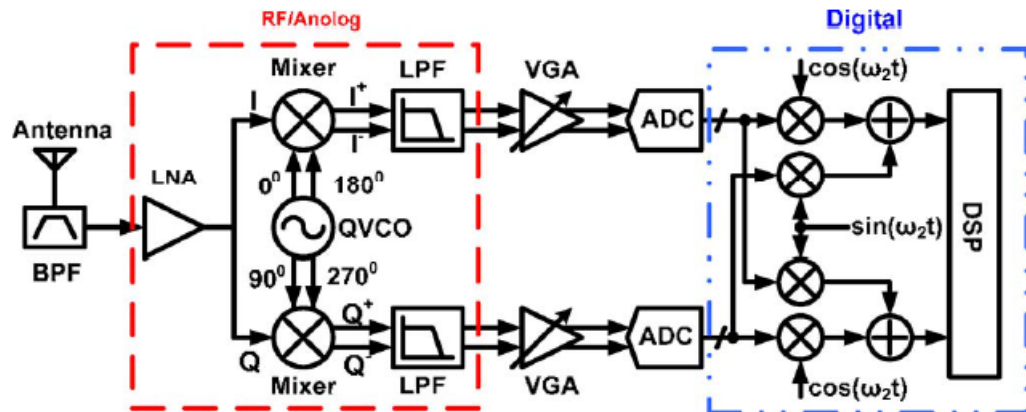
Οι γεννήτριες τετραφασικών σημάτων είναι αναγκαίες σε πολλές σύγχρονες τεχνικές διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης και σε αρχιτεκτονικές πομποδεκτών (image rejection receivers) (Σχ. 1.2). Έχουν προταθεί αρκετές μέθοδοι παραγωγής τετραφασικών σημάτων, όπως για παράδειγμα, η διαίρεση διά δύο μέθοδος ή το RC-CR πολυφασικό δίκτυο που όμως είτε έχουν αρκετά μεγάλη κατανάλωση και καταλαμβάνουν μεγάλο χώρο στο συνολικό κύκλωμα, είτε βρίσκονται εκτός κυκλώματος. Η ανάγκη για χαμηλότερη κατανάλωση διαμέσου υψηλής κλίμακας ολοκλήρωσης έχει τραβήξει το ενδιαφέρον αρκετών ερευνητών στην σχεδίαση τετραφασικών LC ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (Quadrature-VCO, Q-VCO). Από τις πιο σημαντικές παραμέτρους κατά τη σχεδίαση των Q-VCO είναι ο θόρυβος φάσης (phase noise) σε σύγκριση με το λάθος φάσης (phase error) που παρουσιάζεται κατά την παραγωγή των τετραφασικών σημάτων.

Το παρόν εκπόνημα, ασχολείται με την ανάλυση και τη σχεδίαση CMOS ταλαντωτών, με ιδιαίτερη έμφαση στους ελεγχόμενους από τάση ταλαντωτές. Στη συνέχεια, μελετώνται οι διάφορες τοπολογίες τετραφασικών LC-ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (Q-VCO) με βάση το ισοζύγιο των χαρακτηριστικών μεγεθών τους. Ακόμη, παρουσιάζεται η υλοποίηση δύο Q-VCO σε τοπολογία παράλληλων cross-coupled LC-VCO, σε συχνότητες των 2.5 GHz και 6 GHz αντίστοιχα. Οι δύο Q-VCO υλοποιήθηκαν σε CMOS τεχνολογία των 40 nm της Global Foundries σε τροφοδοσία των 1.25 V και παρουσιάζουν αρκετά μεγάλο εύρος λειτουργίας με αρκετά χαμηλό θόρυβο φάσης σε όλο το συχνοτικό εύρος λειτουργίας τους. Τα δύο κυκλώματα δημιουργούν τέσσερα όμοια σήματα στην έξοδο τους, τα οποία έχουν διαφορά φάσης 90° μεταξύ τους (0°, 90°, 180° and 270°) και καταναλώνουν σε ισχύ μόλις περίπου 1 mW.

1.4 Περιεχόμενο Κεφαλαίων

Στο δεύτερο κεφάλαιο, περιγράφεται η αρχή λειτουργίας των ταλαντωτών και παραθέτονται οι διάφορες τοπολογίες τους. Στο τρίτο κεφάλαιο, αποδίδεται η μαθηματική περιγραφή των LC-VCO και αναλύονται τα στοιχεία που τους συνθέτουν καθώς και τα χαρακτηριστικά τους μεγέθη. Στο τέταρτο κεφάλαιο, παραθέτονται οι πιο σύνηθες τοπολογίες των Quadrature-VCO και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κάθε μίας. Τέλος, στο πέμπτο κεφάλαιο, περιγράφεται η ανάλυση και σχεδίαση δύο Quadrature-VCO στις συχνότητες 2.5 GHz και 6 GHz

που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας και προθέτονται τα αποτελέσματα τους και η σύγκριση με άλλες υλοποιήσεις στην αντίστοιχη συχνότητα λειτουργίας.



Σχήμα 1.2: Αρχιτεκτονική low-IF δέκτη

Κεφάλαιο 2

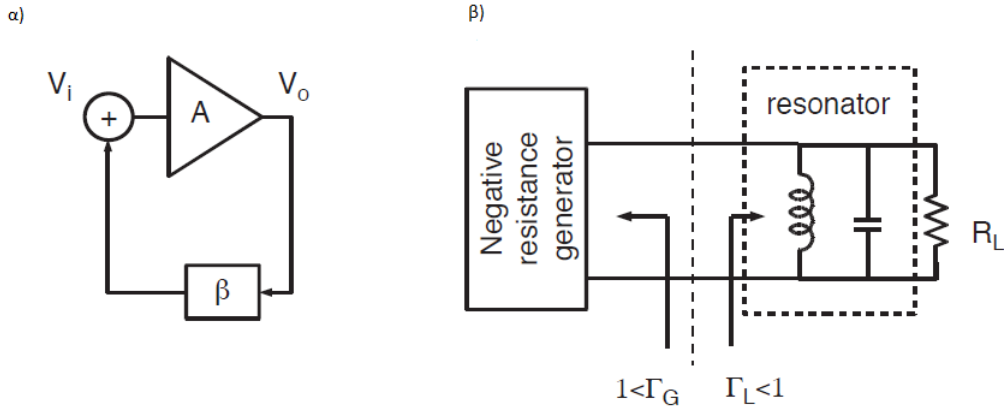
Ταλαντωτές

Οι ταλαντωτές είναι δομικά στοιχεία κριτικής σημασίας τόσο στα ενσύρματα όσο και στα ασύρματα συστήματα τηλεπικοινωνιών και μαζί με τους synthesizers, τα ρολόγια και τα κύκλωμα ανάκτησης δεδομένων, εξασφαλίζουν ότι όλες οι λειτουργίες μετάδοσης και λήψης πραγματοποιούνται σωστά. Ο ταλαντωτής μπορεί γενικά να χαρακτηριστεί ως ένα μη-γραμμικό κύκλωμα που μετατρέπει την DC ισχύ σε μια AC κυματομορφή. Στα περισσότερα μικροκυματικά (microwave), ραδιοσυχνοτήτων και οπτικών ινών τηλεπικοινωνιακά συστήματα, ο ταλαντωτής πρέπει να παρέχει ένα καθαρό ημιτονοειδές σήμα.

2.1 Το Μοντέλο του Ταλαντωτή

Όπως σε πολλά μη-γραμμικά συστήματα, η πιο απλή μέθοδος που χρησιμοποιείται για την περιγραφή τους είναι η παραλληλοποίηση με ένα γραμμικό μοντέλο. Παρ' όλα αυτά, πρέπει να σταθεί κανείς στο γεγονός πώς ο ταλαντωτής είναι κατά δύναμη ένα απόλυτα μη-γραμμικό κύκλωμα και η ανάλυση μεγάλου σήματος είναι αναγκαία για να περιγραφθεί εύστοχα η συμπεριφορά του ταλαντωτή. Στη γραμμική προσέγγιση, οι ταλαντωτές παραδοσιακά περιγράφονται ως,

- ενισχυτές με θετική ανάδραση, Σχ. 2.1 α),
- ή ως ένα σύστημα αρνητικής αντίδρασης παράλληλα με ένα κύκλωμα συντονισμού, Σχ. 2.1 β).



Σχήμα 2.1: Μοντέλο ταλαντωτή ως α) γραμμικό σύστημα και β) ως γραμμική γεννήτρια αρνητικής αντίστασης παράλληλα με κύκλωμα συντονισμού

2.1.1 Κριτήρια Ταλάντωσης

Στο γραμμικό μοντέλο του ενισχυτή με ανάδραση (Σχ. 2.1) θεωρείται πως η συνάρτηση κέρδους του ταλαντωτή είναι γραμμική συνάρτηση της γωνιακής συχνότητας, ω . Η συνάρτηση μεταφοράς του βρόγχου ανάδρασης ποικίλλει με την συχνότητα και περιγράφεται ως $\beta(\omega)$. Συνεπώς η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόγχου προκύπτει,

$$G(j\omega) = \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 - \beta(j\omega)A(j\omega)} \quad (2.1)$$

Όταν ο παρονομαστής στην εξ. (2.1) γίνεται ίσος με 0 για κάποια συχνότητα f_{osc} , το κέρδος από την είσοδο στην έξοδο του βρόγχου φτάνει το άπειρο και είναι δυνατόν η τάση εξόδου να αναπτυχθεί από το μηδέν. Στην πραγματικότητα, όταν το κύκλωμα είναι πολωμένο, ο ευρυζωνικός θόρυβος (Broadband Noise) που υπάρχει στην είσοδο του ταλαντωτή, ή που παράγεται από τα ενεργά και παθητικά στοιχεία στον ταλαντωτή, είναι υπεύθυνος για την έναρξη της ταλάντωσης. Μόνο ο θόρυβος από και γύρω από τη συχνότητα ταλάντωσης ενισχύεται από την θετική ανάδραση και μπορεί να εξελιχθεί σε ταλάντωση. Ο θόρυβος έξω από το εύρος ζώνης των 3dB του δικτύου ανάδρασης θα είναι εξασθενημένος.

Εύκολα γίνεται αντιληπτό ότι, κατά την έναρξη της ταλάντωσης, το πλάτος της είναι πρακτικά μηδέν και ως εκ τούτου, το γραμμικό μοντέλο αποτυπώνει με αρκετή ακρίβεια την αρχική φάση της λειτουργίας του ταλαντωτή. Δεδομένου ότι η τάση στην έξοδο του βρόγχου, V_{out} , αυξάνεται, ακολουθεί και η τάση εισόδου προς τον ενισχυτή. Το κέρδος του ενισχυτή, και σε ορισμένες περιπτώσεις, η συνάρτηση μεταφοράς του δικτύου ανάδρασης, μπορεί να γίνει η συνάρτηση του πλάτους ταλάντωσης. Σε γενικές γραμμές, το κέρδος του ενισχυτή μειώνεται καθώς το πλάτος ταλάντωσης αυξάνεται και τελικά περιορίζεται σε $V_{out} = V_{osc}$, εξ. (2.2).

$$V_{osc} = \frac{A(V_{osc}, \omega)}{1 - \beta(V_{osc}, \omega)A(V_{osc}, \omega)} V_{in} \quad (2.2)$$

Σε αυτή τη περίπτωση, η εξίσωση (2.1) γίνεται μη-γραμμική και η κατάσταση ταλάντωσης μπορεί να περιγραφθεί μαθηματικά από τις εξισώσεις (2.3) και (2.4). Συνεπώς, για να υπάρξει ημιτονοειδής ταλάντωση στη συχνότητα ω_{osc} θα πρέπει το μέτρο του κέρδους βρόγχου να είναι ίσο με τη μονάδα και η φάση του κέρδους βρόγχου ακέραιο πολλαπλάσιο των 360° . Υπό αυτές τις συνθήκες, οι οποίες είναι γνωστές και ως κριτήρια του Barkhausen, το κύκλωμα ενισχύει επ' άπειρον το θόρυβο που παράγεται από το ίδιο το κύκλωμα.

Ανακεφαλαιώνοντας λοιπόν, αν ένα κύκλωμα θετικής ανάδρασης ικανοποιεί τις ακόλουθες δυο συνθήκες,

$$|\beta(\omega_{osc})A(V_{osc})| = 1 \quad (2.3)$$

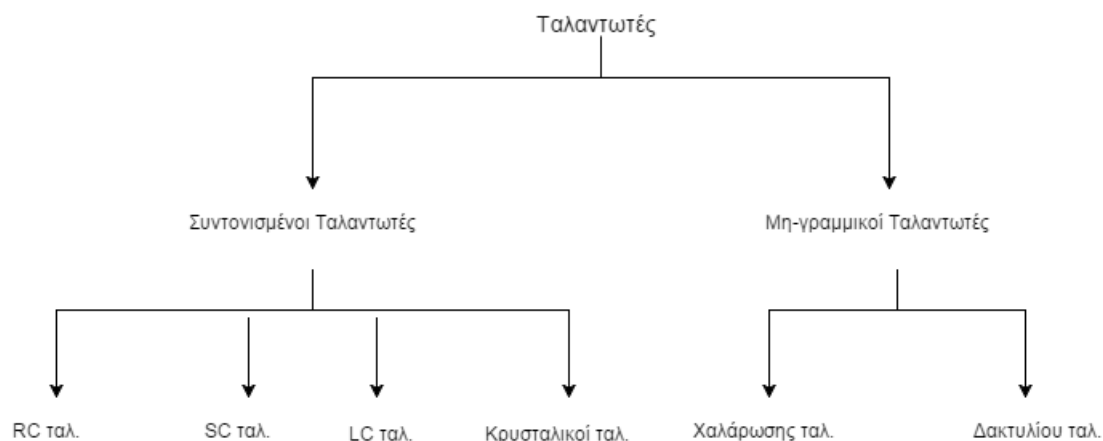
$$\angle\beta(\omega_{osc})A(V_{osc}) = 0^\circ, 180^\circ, 360^\circ \quad (2.4)$$

τότε αυτό ενδέχεται να ταλαντώσει στη συχνότητα ω_{osc} . Τα κριτήρια του Barkhausen είναι αναγκαίες αλλά όχι και ικανές συνθήκες για να ταλαντώσει το κύκλωμα. Προκειμένου να εξασφαλιστεί η έναρξη των ταλαντώσεων επιλέγεται για το κέρδος βρόγχου μια τιμή μεγαλύτερη της μονάδας, συγκεκριμένα τουλάχιστον 2 ή 3, όπως θα συζητηθεί παρακάτω.

2.2 Κατηγορίες Ταλαντωτών

Οι ταλαντωτές έρχονται σε μια ποικιλία διαφορετικών τύπων, αλλά οι δύο μεγάλες κατηγορίες είναι εκείνες που δημιουργούν άμεσα ημιτονοειδείς εξόδους, σε αντίθεση με εκείνες που δημιουργούν κύματα με τετραγωνικές (ή τριγωνικές) εξόδους. Οι ταλαντωτές με ημιτονοειδείς εξόδους πραγματοποιούνται συνήθως με τη χρήση κάποιου είδους συντονισμένου κυκλώματος σε διάταξη ανάδρασης, ενώ οι ταλαντωτές τετραγωνικής εξόδου συνήθως υλοποιούνται με ένα μη γραμμικό κύκλωμα ανάδρασης όπως ένας ταλαντωτής χαλάρωσης ή ένας μετρητής δακτυλίου. Οι ημιτονοειδείς ταλαντωτές δημιουργούνται χρησιμοποιώντας συντονισμένα κυκλώματα που μπορούν να ταξινομηθούν περαιτέρω σε RC κυκλώματα, διακοπτόμενου πυκνωτή κυκλώματα, κυκλώματα LC, και κρυσταλλικούς ταλαντωτές. Ένα διάγραμμα που δείχνει την κατάταξη των ταλαντωτών φαίνεται στο Σχ. 2.2.

Οι δύο πιο κοινές κατηγορίες ταλαντωτών που υλοποιούνται σε ολοκληρωμένα κυκλώματα είναι οι ταλαντωτές δακτυλίου και οι LC ταλαντωτές. Θα δοθεί έμφαση κυρίως στους LC ταλαντωτές, καθώς είναι η πιο κοινή κατηγορία ταλαντωτών που χρησιμοποιείται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα, παρ' όλα αυτά θα γίνει μια σύντομη αναφορά και στους ταλαντωτές δακτυλίου.



Σχήμα 2.2: Κατηγορίες Ταλαντωτών

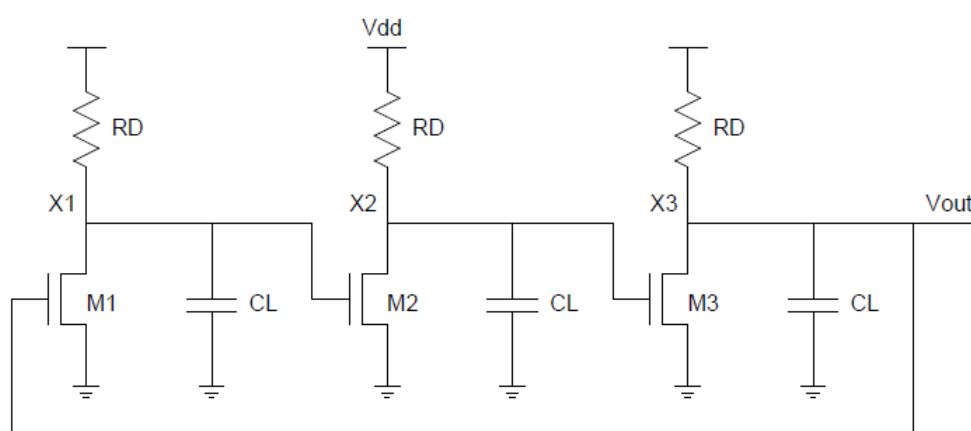
2.2.1 Ταλαντωτές Δακτυλίου

Οι ταλαντωτές δακτυλίου αποτελούνται από έναν αριθμό από ενισχυτικά στάδια, συνήθως περισσότερα από 3, μέσα σε βρόγχο. Αναλύοντας την τοπολογία του Σχ. 2.3 και αγνοώντας την χωρητικότητα μεταξύ πύλης και υποδοχής η συνάρτηση μεταφοράς κάθε σταδίου είναι ίση με,

$$H_i(s) = -\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.5)$$

και συνεπώς η συνάρτηση μεταφοράς του συνολικού βρόγχου θα είναι,

$$H_{total}(s) = -\frac{A_0^3}{\left(1 + \frac{s}{\omega_0}\right)^3} \quad (2.6)$$



Σχήμα 2.3: Τρισταδιακός Ταλαντωτής Δακτυλίου

Το κύκλωμα, όπως είναι φανερό, ταλαντώνει μόνο όταν η εξαρτημένη απο τη συχνότητα στροφή φάσης είναι ίση με 180° , για παράδειγμα εάν κάθε στάδιο προσδίδει 60° φάση. Η συχνότητα για την οποία συμβαίνει αυτό είναι,

$$\tan^{-1} \frac{\omega_{osc}}{\omega_0} = 60^\circ \quad (2.7)$$

από όπου προκύπτει πώς,

$$\omega_{osc} = \sqrt{3}\omega_0 \quad (2.8)$$

Το ελάχιστο κέρδος τάσης για κάθε στάδιο πρέπει να είναι τέτοιο ώστε το κέρδος βρόγχου στην συχνότητα συντονισμού ω_{osc} να είναι ίσο με μονάδα, δηλαδή,

$$\frac{A_0^3}{[\sqrt{1 + (\frac{\omega_{osc}}{\omega_0})^2}]^3} = 1 \quad (2.9)$$

και όπως προκύπτει απο τις εξισώσεις (2.8) και (2.9),

$$A_0 = 2 \quad (2.10)$$

Εν κατακλείδι, ο τρισταδιακός ταλαντωτής δακτυλίου απαιτεί κέρδος χαμηλών συχνοτήτων ίσο με 2 (εξ. 2.10) για κάθε στάδιο και ταλαντώνει σε συχνότητα $\sqrt{3}\omega_0$, όπου ω_0 είναι η συχνότητα 3-dB εύρου ζώνης κάθε σταδίου. Οι ταλαντωτές δακτυλίου είναι πολύ εύκολο να υλοποιηθούν ως ολοκληρωμένα κυκλώματα. Παρουσιάζουν όμως υψηλό θόρυβο φάσης και γι' αυτό σπάνια χρησιμοποιούνται σε RF κυκλώματα. Χρησιμοποιούνται όμως συχνά σε ψηφιακά κυκλώματα υψηλής ταχύτητας.

2.2.2 LC Ταλαντωτές

Η εμφάνιση μονολιθικών πηνίων στις διπολικές και CMOS τεχνολογίες την τελευταία δεκαετία επιτρέπει την υλοποίηση ταλαντωτών με κυκλώματα συντονισμού βασισμένα σε παθητικά στοιχεία σε πλήρη ολοκληρωμένη μορφή. Ένας τέτοιος ιδανικός ταλαντωτής αποτελείται από τον παράλληλο συνδυασμό ενός ιδανικού πηνίου, με σύνθετη αντίσταση $Z_L = j\omega L$, και ενός ιδανικού πυκνωτή C, με σύνθετη αντίσταση $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ όπως φαίνεται στο Σχ.2.4 α). Η συνολική σύνθετη αντίσταση του ιδανικού LC δικτυώματος είναι,

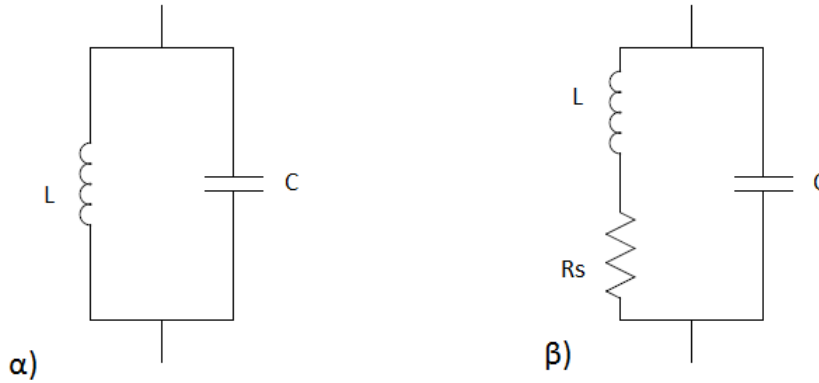
$$Z_{total} = Z_L // Z_C = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.11)$$

Στην αυτή ιδανική περίπτωση, όπου $\omega = \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, η εμπίδηση του πηνίου είναι ίση σε μέτρο και αντίθετης φοράς με εκείνη του πυκνωτή, με αποτέλεσμα να αλληλοαναιρούνται. Η συχνότητα ταλάντωσης λοιπόν του κυκλώματος προκύπτει,

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.12)$$

Συνεπώς, η έξοδος ενός ιδανικού ταλαντωτή, εφόσον υπάρχει κάποια αρχική συνθήκη ή κάποια στιγμιαία εξωτερική διέγερση, είναι ένα ημίτονο σταθερού πλάτους και συχνότητας f_{res} . Στην περίπτωση αυτή, ο συντελεστής ποιότητας, Q , του ιδανικού LC κυκλώματος είναι άπειρος. Στην πράξη όμως, τα πηνία, όπως και οι πυκνωτές αλλά και οι αγωγοί διασύνδεσης παρουσιάζουν ωμική αντίσταση. Η ωμική αντίσταση του μεταλλικού τυλίγματος του πηνίου μπορεί να παρασταθεί ως μια, εν σειρά αντίσταση με το πηνίο Σχ. 2.4 β). Ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου ορίζεται ως ο λόγος του φανταστικού προς το πραγματικό μέρος της εμπίδησης του και δίνεται από την εξ. (2.13).

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (2.13)$$

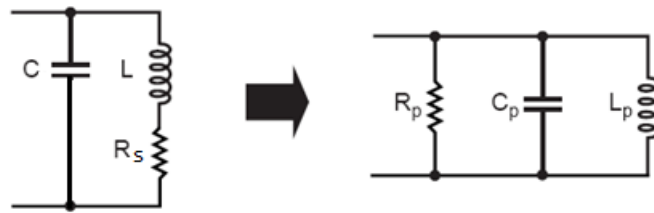


Σχήμα 2.4: α)Ιδανικό LC δικτύωμα β)Ιδανικό LC δικτύωμα με την σύνθετη αντίσταση του πηνίου.

Για χάριν ευκολίας στην ανάλυση, μπορεί να αντικατασταθεί το δικτύωμα του σχήματος 2.4 β), για ένα περιορισμένο εύρος γύρω από τη συχνότητα συντονισμού, με ισοδύναμα παράλληλα συνδεδεμένα στοιχεία. Εύκολα υπολογίζεται τώρα η ισοδύναμη επαγωγή L_p και η ισοδύναμη αντίσταση R_p , ώστε η συνολική εμπίδηση των δύο δικτυωμάτων να είναι ίση, όπως φαίνεται στο Σχ. 2.5. Για την ισοδύναμη επαγωγή (L_p) ισχύει η εξ. (2.14), ενώ για την ισοδύναμη αντίσταση (R_p) η εξ. (2.15).

$$L_p = L(1 + \frac{R_s^2}{L^2\omega^2}) \quad (2.14)$$

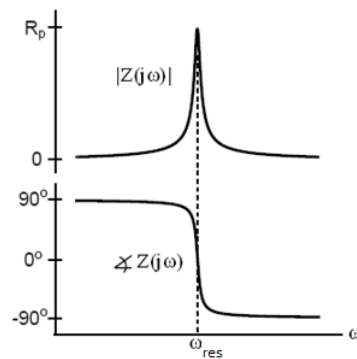
$$R_p \approx \frac{L^2\omega^2}{R_s} \approx Q^2 R_s \quad (2.15)$$



Σχήμα 2.5: Μετατροπή του μη ιδανικού δικτυώματος LC σε ισοδύναμο του με παράλληλα στοιχεία.

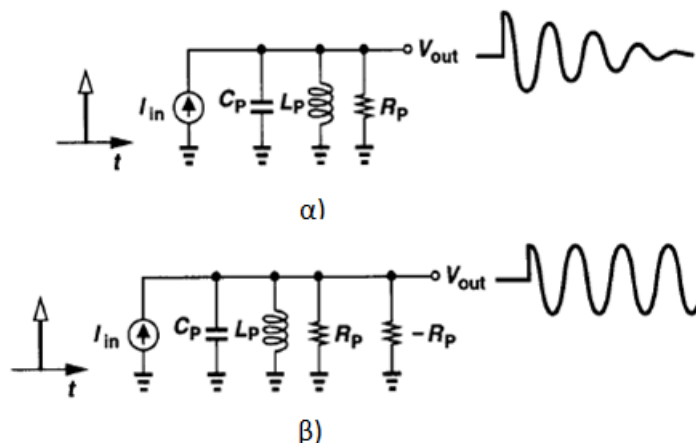
Συνεπώς, το παράλληλο δικτύωμα έχει περίπου ίδια επαγωγή, αλλά αντίσταση περίπου Q^2 φορές μεγαλύτερη από αυτή του εν σειρά δικτυώματος. Η ισοδυναμία των δύο κυκλωμάτων παύει να ισχύει όταν απομακρυνόμαστε από τη συχνότητα συντονισμού.

Όπως είναι φανερό, στη συχνότητα συντονισμού, $\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, του παράλληλου δικτυώματος, η εμπέδηση του αποτελείται από την αντίσταση R_p , και άρα δεν υπάρχει διαφορά φάσης μεταξύ του ρεύματος και της τάσης. Επιπλέον, η συμπεριφορά του δικτυώματος είναι επαγωγική για $\omega < \omega_{res}$, ενώ γίνεται χωρητική για $\omega > \omega_{res}$, όπως φαίνεται στο Σχ. 2.6.



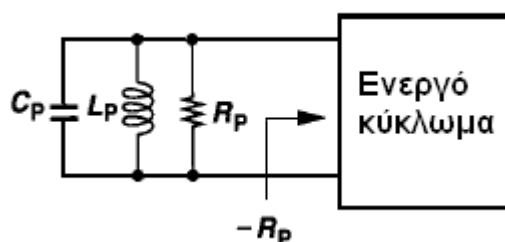
Σχήμα 2.6: Μέτρο και φάση ισοδύναμου RLC κυκλώματος.

Στη συνέχεια, αναλύοντας το κύκλωμα του σχήματος 2.7 α) και διεγείροντας το με μια πηγή ρεύματος, η έξοδος του θα έχει τη μορφή φθίνουσας ταλάντωσης, καθότι σε κάθε περίοδο ένα μέρος της ενέργειας χάνεται υπό τη μορφή θερμότητας πάνω στην αντίσταση R_p . Στη συνέχεια τοποθετείται παράλληλα σε αυτό μια αντίσταση με τιμή $-R_p$ και παρατηρείται ότι, Σχ. 2.7 β), δεδομένου τώρα ότι παράλληλος συνδυασμός της R_p και $-R_p$ δίνουν ως αποτέλεσμα μια άπειρη αντίσταση, η έξοδος του κυκλώματος θα παρουσιάζει ταλαντώσεις σταθερού πλάτους.



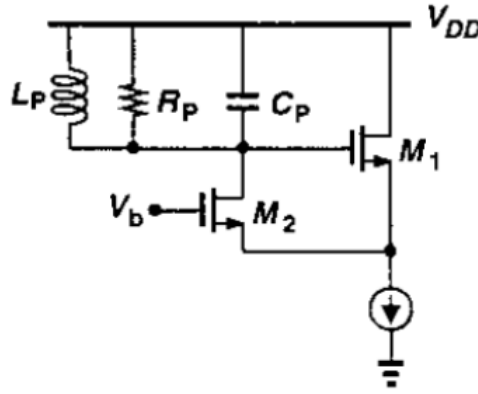
Σχήμα 2.7: α) Φθίνουσα απόκριση του αρχικού RLC δικτυώματος, β) προσθήκη μιας αρνητικής αντίστασης για την αντιστάθμιση των απωλειών.

Η ανάλυση του Σχ. 2.8, οδηγεί στο συμπέρασμα ότι αν αυξηθεί η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της αντίστασης R_P , τότε μειώνεται το ρεύμα που αυτή "τραβάει". Η δημιουργία της αρνητικής αντίστασης επιτυγχάνεται με χρήση ανάδρασης. Για τη σχεδίαση, λοιπόν, ενός ταλαντωτή είναι απαραίτητη η προσθήκη ενός ενεργού κυκλώματος το οποίο θα αντισταθμίζει τις απώλειες της αντίστασης R_P . Θα γίνει εκτενέστερη αναφορά στη δημιουργία της αρνητικής αντίστασης, στους διάφορους τρόπους υλοποίησης της και στη σημασία του ρόλου της στην επίδοση των VCO, στα επόμενα κεφάλαια.



Σχήμα 2.8: Αρνητική αντίσταση με χρήση ενεργού κυκλώματος.

Για την μαθηματική ανάλυση του ενεργού κυκλώματος και της αρνητικής αντίστασης που παρέχει αυτό, χρησιμοποιείται προς απλοποίηση της διαδικασίας το κύκλωμα του Σχ. 2.9. Το NMOS M_1 είναι σε συνδεσμολογία ακόλουθου πηγής (κοινής υποδοχής) και δεν αντιστρέφει το σήμα εισόδου. Το NMOS M_2 είναι σε συνδεσμολογία κοινής πύλης και αποτελεί την θετική ανάδραση αφού δεν αντιστρέφει και αυτό το σήμα εξόδου του M_1 .



Σχήμα 2.9: Ακόλουθος πηγής με θετική ανάδραση.

Στον παραπάνω LC ταλαντωτή το πηνίο παρέχει το ρεύμα πόλωσης για το τρανζίστορ M_2 . Για να αρχίσει να ταλαντώνεται στη συχνότητα ω_{res} το κύκλωμα, δεν είναι αρκετό απλά να υπάρχει μια αντίσταση $-R_p$ παράλληλα στην R_p , αλλά θα πρέπει,

$$R_p - \frac{2}{g_m} > 0 \quad (2.16)$$

ή αλλιώς

$$|G_{active}| > G_p = \frac{1}{R_p} \quad (2.17)$$

δηλαδή, να είναι κατά 2 ή 3 φορές μεγαλύτερη ώστε να ξεπερασθούν τα αρχικά μεταβατικά φαινόμενα και να φτάσει ο ταλαντωτής στην σταθερή κατάσταση κατά την οποία έχει εδραιωθεί η αέναη ταλάντωση. Με λίγα λόγια, για να αρχίσει η ταλάντωση στην πράξη δεν είναι επαρκή τα κριτήρια Barkhausen αλλά μόνο αναγκαία. Συνεπώς, όπως προαναφέρθηκε, το κέρδος βρόγχου πρέπει να είναι μεγαλύτερο από μία με δύο φορές τουλάχιστον ώστε στη συχνότητα συντονισμού των LC κυκλωμάτων να αρχίσει να ενισχύεται επαναληπτικά από τον βρόχο των τρανζίστορ ο θόρυβος σε αυτή την συχνότητα.

2.3 Τοπολογίες LC Ταλαντωτών

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθούν οι σημαντικότερες τοπολογίες των LC ταλαντωτών με έμφαση στο ενεργό μέρος του κυκλώματος δίνοντας ιδιαίτερη σημασία στον ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους που είναι η πιο ευρέως διαδεδομένη τοπολογία για την υλοποίηση ολοκληρωμένων LC ταλαντωτών στη CMOS τεχνολογία. Αξίζει ακόμη να σημειωθεί πως μπορούν οι LC ταλαντωτές να διακριθούν σε κυκλώματα μονής και διαφορικής εξόδου. Τα κυριότερα πλεονεκτήματα των τελευταίων σε σύγκριση με τους πρώτους είναι:

- Υψηλή απόρριψη του κοινού σήματος λειτουργίας (π.χ. σε συνδυασμό με το θόρυβο από το υπόστρωμα ή τις πηγές τροφοδοσίας, και τις επιπτώσεις της συσκευασίας).

- Ισχυρή εξασθένιση των μη επιθυμητών αρμονικών.
- Μείωση της εξάρτησης του κυκλώματος για εξωτερικές μεταβλητές, όπως η θερμοκρασία.
- Βελτίωση της ποιότητας του επιπέδου εδάφους του κυκλώματος, μειώνοντας την επιρροή των συμπληρωμάτων συνδέσεως (bonding pads).
- Παρουσιάζουν χαμηλότερο θόρυβο φάσης.

Απο την άλλη πλευρά, τα κυριότερα μειονεκτήματα τους είναι:

- Η ανάγκη περίπου για το διπλάσιο του αριθμού των εξαρτημάτων, και ως εκ τούτου, η έκταση που καταλαμβάνουν, επίσης, θα είναι σχεδόν διπλάσια.
- Η κατανάλωση ισχύος είναι μεγαλύτερη.

Λαμβάνοντας υπόψη τον τύπο του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση του ενεργού μέρους του ταλαντωτή, μια άλλη εναλλακτική ταξινόμηση μπορεί να γίνει σε NMOS, PMOS και CMOS σε τοπολογία διασταυρωμένου ζεύγους. Οι ακόλουθες ενότητες περιγράφουν κάθε μία από αυτές με περισσότερες λεπτομέρειες.

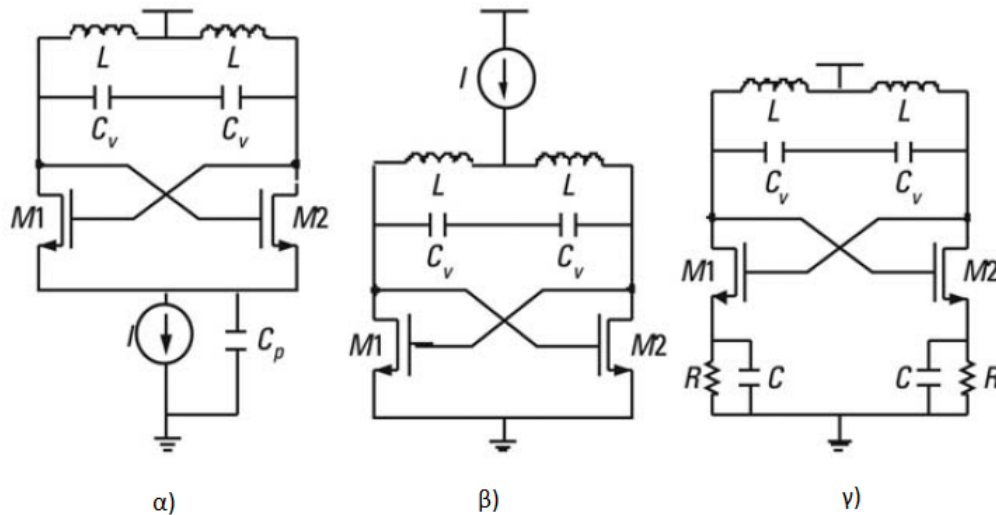
2.3.1 Ταλαντωτής Διασταυρωμένου Ζεύγους (Cross-Coupled)

NMOS

Το ενεργό κύκλωμα αυτής της τοπολογίας σχηματίζεται από ένα ζεύγος εγκάρσια συζευγμένων NMOS τρανζίστορ. Τα κύρια πλεονεκτήματα της βρίσκονται στην απλότητά της λόγω του μειωμένου αριθμού των στοιχείων που την αποτελούν, και συνεπώς ο θόρυβος που συμβάλλει είναι ελάχιστος, ενώ παρέχει υψηλά επίπεδα γραμμικότητας. Αυτό είναι κατάλληλο για VCO χαμηλής τάσης.

Παρ' όλα αυτά, το πιο ξεκάθαρο μειονέκτημα είναι ότι η κατανάλωση ενέργειας είναι σχετικά υψηλή. Λόγω του γεγονότος ότι η αρνητική αντίσταση επιτυγχάνεται με μόνο δύο τρανζίστορ, το ρεύμα πόλωσης που απαιτείται για να επιτευχθεί αυτή η αντίσταση είναι συχνά πολύ υψηλό για χαμηλής ισχύος κυκλώματα.

Οι τρεις κύριες εναλλακτικές λύσεις σχεδιασμού για την εφαρμογή του παρόντος κύκλωματος παρουσιάζονται στο Σχ. 2.10. Υπάρχουν δύο διαφορετικοί τρόποι να πολωθεί περαιτέρω το ενεργό κύκλωμα είτε με μια πηγή ρεύματος (Σχ. 2.10 α, β) είτε απλά με μια αντίσταση (Σχ. 2.10 γ). Στις υλοποιήσεις που φαίνονται στα α) και γ) χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής παράλληλα με την πηγή ρεύματος για να εξασφαλιστεί ότι η πηγή του τρανζίστορ NMOS βρίσκεται σε AC γή, δεδομένου ότι αυτό το σημείο δεν είναι άμεσα συνδεδεμένο με τη γείωση, όπως συμβαίνει στην υλοποίηση του Σχ. 2.10 β).



Σχήμα 2.10: (α-γ) Εναλλακτικές υλοποιήσεις NMOS διασταυρωμένου ζεύγους ταλαντωτή.

Η υλοποίηση του Σχ. 2.10 γ) χρησιμοποιείται σπάνια για ενσωματωμένους ταλαντωτές λόγω του αυξημένου επιπέδου θορύβου που παρουσιάζει σε σύγκριση με τις άλλες δύο, καθώς και λόγω της υψηλής ευαισθησίας σε εξωτερικούς παράγοντες όπως οι μεταβολές στη θερμοκρασία και της τάσης τροφοδοσίας, ή η διασπορά στη διαδικασία κατασκευής. Ωστόσο, έχει το πλεονέκτημα ότι είναι η πιο απλή από τις τρεις υλοποιήσεις, η οποία είναι ο λόγος που χρησιμοποιείται ευρέως σε διακριτά συστήματα.

Όσον αφορά τις υλοποιήσεις α) και β), για την επιλογή της καταλληλότερης τοπολογίας για κάθε συγκεκριμένη περίπτωση, πρέπει να λάβει κανείς υπόψη του, τους περιορισμούς της τεχνολογίας που χρησιμοποιείται. Στην πρώτη περίπτωση, ο πυκνωτής παράλληλα με την πηγή έντασης απαιτεί συνήθως μια υψηλή τιμή, πράγμα που σημαίνει μεγαλύτερη κατάληψη σε περιοχή του κυκλώματος. Από την άλλη πλευρά, η δεύτερη εναλλακτική δεν απαιτεί πυκνωτή, αλλά PMOS τρανζίστορ είναι αναγκαία για την υλοποίηση της πηγής έντασης. Αυτό μπορεί επίσης να σημαίνει υψηλότερη περιοχή κατάληψης κυκλώματος, δεδομένου ότι το μέγεθος αυτών των τρανζίστορ μπορεί να είναι μεγάλο ώστε να επιτευχθεί το ίδιο μέγεθος διαγωγιμότητας με NMOS τρανζίστορ.

PMOS

Η υλοποίηση του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους με PMOS τρανζίστορ είναι αρκετά παρόμοια με αυτή των NMOS. Το κύριο πρόβλημα έγκειται στην συνήθη χειρότερη απόδοση των PMOS τρανζίστορ έναντι των NMOS. Συχνά τα PMOS απαιτούν μεγαλύτερη περιοχή κυκλώματος, συνήθως τριπλάσια από ότι εκείνη που χρησιμοποιείται στα NMOS για να επιτευχθεί η ίδια αρνητική αντίσταση με την ίδια κατανάλωση ενέργειας, ή κατανάλωση ρεύματος τρεις φορές υψηλότερη για να διατηρηθεί παράλληλα η ίδια περιοχή κυκλώματος. Ως αποτέλεσμα, η υλοποίηση με PMOS τρανζίστορ δεν χρησιμοποιείται συχνά, παρά το γεγονός ότι παρουσιάζουν καλύτερα αποτελέσματα σε θόρυβο τρεμοπαίγματος (flicker noise) από εκείνη

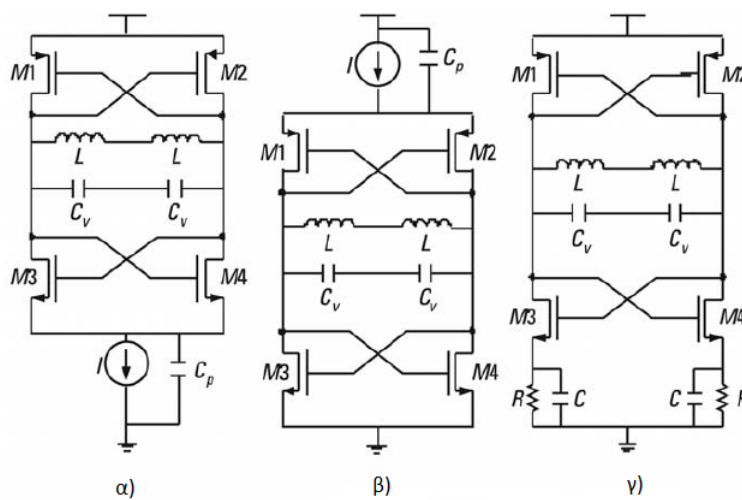
με NMOS τρανζίστορ.

CMOS

Αυτή η υλοποίηση διασταυρωμένου ταλαντωτή χρησιμοποιεί δύο τύπου NMOS και δύο τύπου PMOS τρανζίστορ για την σύνθεση του ενεργού κυκλώματος. Επιτυγχάνεται η ίδια ενίσχυση του σήματος όπως και στις προηγούμενες συνθέσεις, ενώ παράλληλα απαιτείται χαμηλότερη κατανάλωση ρεύματος. Συνεπώς, επιλύεται το πρόβλημα της υψηλής κατανάλωσης ρεύματος που παρουσίαζαν οι δύο προηγούμενες υλοποιήσεις.

Απο την άλλη, μεταξύ των μειονεκτημάτων μπορεί να σημειωθεί, η ανάγκη για υψηλότερη τάση τροφοδοσίας που απαιτείται για την πόλωση των τεσσάρων τρανζίστορ, η συμβολή υψηλότερου θορύβου για το ίδιο ρεύμα ηρεμίας, η κατάληψη μεγαλύτερης περιοχής σε φυσικό κύκλωμα λόγω της υψηλότερης πολυπλοκότητας, και η χαμηλότερη μεταβολή στην συχνότητα του σήματος. Το τελευταίο αυτό μειονέκτημα οφείλεται σε δύο σημεία. Από τη μία πλευρά, οφείλεται λόγω της αύξησης στην παρασιτική χωρητικότητα που εισάγουν τα δύο επιπλέον τρανζίστορ και από την άλλη πλευρά, η μείωση του εύρους της τάσης ελέγχου στη δεξαμενή (LC-tank) που προκαλείται από αυτά τα τρανζίστορ.

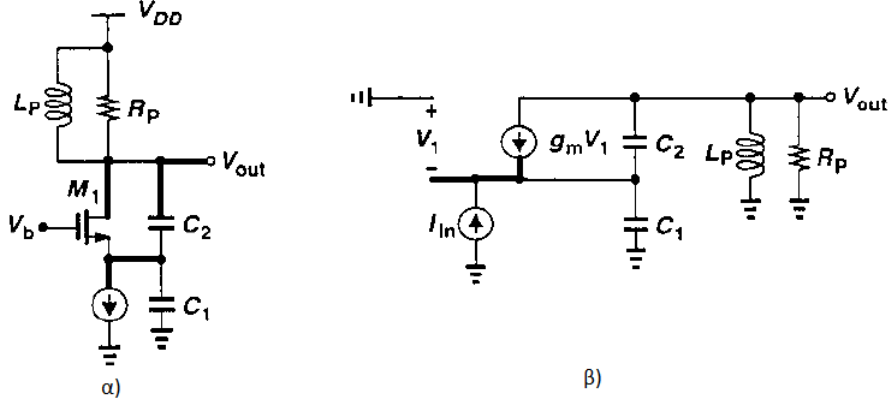
Οι διαφορετικές μορφές υλοποίησης της CMOS τοπολογίας φαίνεται στο Σχ. 2.11. Η σύνθεση του κυκλώματος στο Σχήμα 2.11 γ) παρουσιάζει τα ίδια μειονεκτήματα σε σχέση με τα άλλα δύο στην περίπτωση της NMOS υλοποίησης, πράγμα που αποτελεί τον λόγο που ούτε αυτή χρησιμοποιείται τακτικά σε ολοκληρωμένα κυκλώματα. Σε αντίθεση με την προηγούμενη περίπτωση, η σύνθεση του Σχ. 2.11 β) απαιτεί ένα πυκνωτή για δημιουργηθεί η AC γή για τα τρανζίστορ M_1 και M_2 . Λαμβάνοντας υπόψη ότι αυτή η πηγή έντασης καταλαμβάνει περισσότερο χώρο λόγω της εφαρμογής της με PMOS τρανζίστορ, η σύνθεση του Σχ. 2.11 α) είναι η καταλληλότερη για την ολοκληρωμένη υλοποίηση ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους.



Σχήμα 2.11: (α-γ) Εναλλακτικές υλοποιήσεις CMOS διασταυρωμένου ζεύγους ταλαντωτή.

2.3.2 Ταλαντωτής Colpitts

Υλοποιείται με τη χρήση ενός μόνο τρανζίστορ αλλά προκειμένου να ταλαντώσει απαιτεί ελάχιστο κέρδος βρόγχου ίσο με 4, ενώ ο crossed-coupled ταλαντωτής απαιτεί μοναδιαίο κέρδος βρόγχου. Αυτό αποδεικνύεται μέσω της ανάλυσης ασθενούς σήματος όπως φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 2.12: α) Ταλαντωτής Colpitts β) Μοντέλο ασθενούς σήματος του με διέγερση στην είσοδο.

Η συνάρτηση μεταφοράς του Σχ. 2.12 β) προκύπτει,

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_p L_p s (g_m + C_2 s)}{R_p C_1 C_2 L_p s^3 + (C_1 C_2) L_p s^2 + [g_m L_p + R_p (C_1 + C_2)] s + g_m R_p} \quad (2.18)$$

Θα πρέπει να τονιστεί ότι όπως ήταν αναμενόμενο η εξ. (2.18) καταλήγει σε $(L_p s // R_p)$, εάν $C_1 = 0$. Το κύκλωμα ταλαντώνει εάν η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόγχου συγκλίνει στο άπειρο για μία φανταστική τιμή του s , ίση με $s_R = \omega_R$. Συνεπώς, τόσο το φανταστικό όσο και το πραγματικό μέρος του χαρακτηριστικού πολυωνύμου της εξ. (2.18) πρέπει να είναι ίσα με το μηδέν σε αυτή την συχνότητα.

$$-R_p C_1 C_2 L_p \omega_R^3 + [g_m L_p + R_p (C_1 + C_2)] \omega_R = 0 \quad (2.19)$$

$$-(C_1 + C_2) L_p \omega_R^2 + g_m R_p = 0 \quad (2.20)$$

Για τυπικές τιμές ισχύει, $g_m L_p \ll R_p (C_1 + C_2)$, και έτσι η εξ. (2.20) αποδίδεται ως,

$$\omega_R^2 = \frac{1}{L_p \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (2.21)$$

και καταλήγει σε,

$$g_m R_p = \frac{(C_1 + C_2)^2}{C_1 C_2} = \frac{C_1}{C_2} \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^2 \quad (2.22)$$

Αναγνωρίζοντας πώς ο όρος $g_m R_p$ είναι το κέρδος τάσης από την πηγή του τρανζίστορ M_1 , αντιλαμβάνεται κανείς πώς πρέπει να ελαχιστοποιηθεί ο λόγος $\frac{C_1}{C_2}$ για να ληφθεί το ελάχιστο κέρδος. Έτσι, εύκολα αποδεικνύεται πώς επιτυγχάνεται ελάχιστο κέρδος για $\frac{C_1}{C_2} = 1$ και είναι ίσο με,

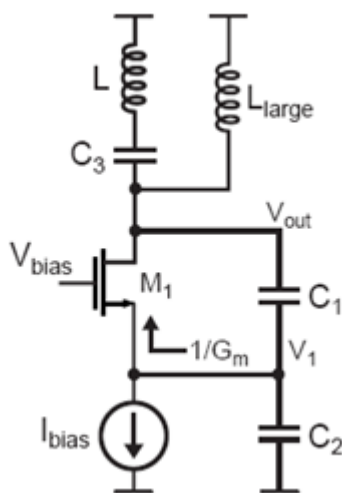
$$g_m R_p \geq 4 \quad (2.23)$$

Η εξ. (2.23) αποδεικνύει το μειονέκτημα του ταλαντωτή Colpitts σε σύγκριση με την τοπολογία διασταυρωμένου ζεύγους. Η πρώτη χρειάζεται 4 φορές μεγαλύτερο κέρδος τάσης για την εκκίνηση της ταλάντωσης στην συχνότητα συντονισμού, ενώ η τελευταία μόλις ίσο με τη μονάδα. Το σημείο αυτό είναι αρκετά κρίσιμο ιδιαίτερα στην CMOS τεχνολογία όπου τα ολοκληρωμένα πηνία παρουσιάζουν χαμηλό συντελεστή ποιότητας, η επίτευξη υψηλού κέρδους βρόγχου είναι δύσκολη γι' αυτό και ο ταλαντωτής Colpitts δεν χρησιμοποιείται συχνά στην πράξη.

2.3.3 Λιγότερο Δημοφιλής Τοπολογίες

Ταλαντωτής Clapp

Είναι ίδιος με τον ταλαντωτή Colpitts με εξαίρεση το γεγονός ότι μέρος του πηνίου είναι απομονωμένο από την υποδοχή του τρανζίστορ (Σχ. 2.13). Αυτό επιτρέπει στην τάση του πηνίου να έχει μεγαλύτερο πλάτος χωρίς όμως η τάση στην υποδοχή να ξεπερνάει τη μέγιστη επιτρεπτή τιμή.

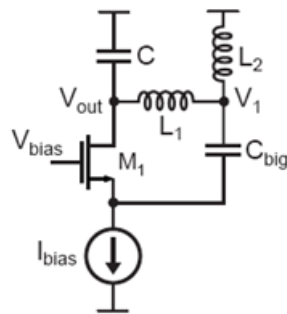


Σχήμα 2.13: Ταλαντωτής Clapp.

Ταλαντωτής Hartley

Μοιάζει με τον ταλαντωτή Colpitts αλλά η ανάδραση επιτυγχάνεται με επαγωγική διαίρεση σε αντίθεση με τον ταλαντωτή Colpitts στον οποίο η ανάδραση επιτυγχάνεται με χωρητική

διαίρεση (Σχ. 2.14). Δεν χρησιμοποιείται στην πράξη γιατί οι πυκνωτές υλοποιούνται ευκολότερα στα ολοκληρωμένα κυκλώματα σε σχέση με τα πηνία.



Σχήμα 2.14: Ταλαντωτής Hartley.

Κεφάλαιο 3

Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση - VCO

Στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές, η συχνότητα που γεννάτε από έναν ταλαντωτή πρέπει να ελεγχθεί μέσα σε ένα εύρος. Αυτό μπορεί να γίνει ατιληπτό ως ένα στοιχείο αντίδρασης ελεγχόμενο από τάση που το ονομάζουμε ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση - Voltage Control Oscillator - VCO. Τα πιο σημαντικά στοιχεία που δίνονται έμφαση σε ένα VCO είναι:

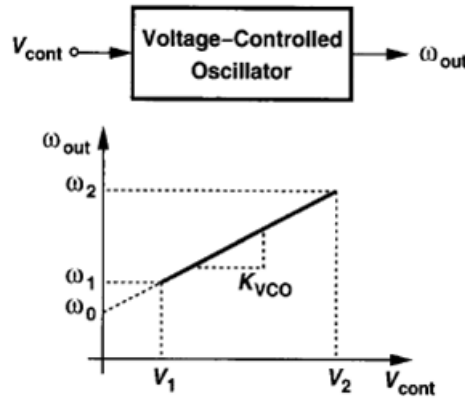
- η συχνότητα ταλάντωσης (f_{osc}),
- το εύρος ρύθμισης συχνότητας (tuning range) και το κέρδος του (K_{VCO}),
- η καταναλισκόμενη ισχύς,
- ο θόρυβος φάσης (phase noise) στα 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα,
- το λάθος φάσης (phase error) και
- η σταθερότητα της συχνότητας λειτουργίας σε σχέση με τη θερμοκρασία (ppm/°C).

3.1 Μαθηματική Περιγραφή

Όπως προαναφέρθηκε, ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου του. Με βάση το Σχ. 3.1 αυτό εκφράζεται μαθηματικά ως εξής,

$$\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO}V_{control} \quad (3.1)$$

Η κυκλική συχνότητα ω_0 ονομάζεται κεντρική συχνότητα ή συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας (free running frequency) και αντιστοιχεί σε μηδενική τάση ελέγχου ($V_{control} = 0$) όπως φαίνεται στο Σχ. 3.1. Η παράμετρος K_{VCO} εκφράζει το κέρδος ή την ευαισθησία του κυκλώματος και μετρείται σε rad/s/V ή σε Hz/V, ενώ το εύρος συχνοτήτων $[w_2 - w_1]$ ονομάζεται εύρος λειτουργίας ή εύρος συντονισμού (tuning range).



Σχήμα 3.1: Ορισμός και εύρος λειτουργίας VCO.

Δεδομένου ότι η φάση είναι το ολοκλήρωμα της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου, η έξοδος ενός ημιτονικού VCO μπορεί να εκφραστεί ως,

$$y(t) = A \cos(\omega_0 t + K_{VCO} \int_{-\infty}^t V_{control} dt) \quad (3.2)$$

Στην περίπτωση όπου η τάση ελέγχου δίνεται από τη σχέση $V_{control}(t) = V_m \cos(\omega_m t)$, η έξοδος προκύπτει,

$$y(t) = A \cos(\omega_0 t + \frac{K_{VCO}}{\omega_m} V_m \sin(\omega_m t)) \quad (3.3)$$

Ο όρος $\frac{K_{VCO}}{\omega_m}$ καλείται δείκτης διαμόρφωσης και μειώνεται καθώς αυξάνει η κυκλική συχνότητα ω_m . Έτσι ο VCO έχει από τη φύση του τη δυνατότητα να απορρίπτει τις υψίσυχνες συνιστώσες οι οποίες εφαρμόζονται στην θύρα ελέγχου του.

Τις περισσότερες φορές κατά τη μελέτη των κυκλωμάτων κλειδωμένης φάσης (Phase Locked Loop - PLL), θεωρούμε τον VCO ως ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα με την τάση ελέγχου ως είσοδο του συστήματος και την 'πλεονάζουσα' φάση (excess phase) του σήματος εξόδου ως έξοδο του συστήματος. Θεωρώντας ένα σήμα της μορφής,

$$x(t) = A \cos(\omega t + \phi_n(t)) \quad (3.4)$$

ως πλεονάζουσα φάση χαρακτηρίζουμε τον όρο $\phi_n(t)$.

Δεδομένου ότι η 'πλεονάζουσα' φάση στην περίπτωση του VCO δίνεται από τη σχέση,

$$\Phi_{out}(t) = K_{VCO} \int V_{control} dt \quad (3.5)$$

η συνάρτηση μεταφοράς προκύπτει,

$$\frac{\Phi_{out}(t)}{V_{out}(s)} = \frac{K_{VCO}}{s} \quad (3.6)$$

3.2 Οι Βασικότερι Παράμετροι του Ταλαντωτή Ελεγχόμενου από Τάση

Οι βασικότερες παράμετροι που πρέπει να συμπεριληφθούν υπόψιν τόσο κατά την ανάλυση όσο και κατά την σχεδίαση ενός VCO περιγράφονται παρακάτω.

Κεντρική Συχνότητα

Είναι η συχνότητα εξόδου του VCO όταν η τάση ελέγχου λαμβάνει την κεντρική της τιμή. Αυτή η συχνότητα καθορίζεται από το κύκλωμα στο οποίο πρόκειται να χρησιμοποιηθεί ο VCO.

Εύρος Λειτουργίας ή Εύρος Συντονισμού (tuning range)

Αποτελεί το εύρος τιμών που μπορεί να λάβει η συχνότητα εξόδου, για όλο το φάσμα τιμών της τάσης ελέγχου. Το απαιτούμενο εύρος λειτουργίας καθορίζεται αφενός από το εύρος συχνοτήτων που είναι απαραίτητο για την εκάστοτε εφαρμογή, και αφετέρου από τη διακύμανση της κεντρικής συχνότητας που οφείλεται στη διαδικασία κατασκευής και στις θερμοκρασιακές μεταβολές.

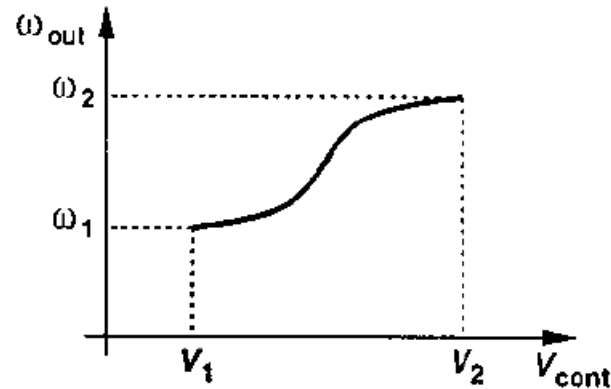
Κατά τη σχεδίαση ενός VCO ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δίδεται στις διακυμάνσεις της φάσης εξόδου και της συχνότητας, που οφείλονται στο θόρυβο ο οποίος συνοδεύει την τάση ελέγχου. Ο θόρυβος στη συχνότητα εξόδου είναι ανάλογος του κέρδους K_{VCO} δεδομένου ότι $\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO}V_{control}$. Έτσι, για την ελαχιστοποίηση της επίδρασης του θορύβου της $V_{control}$ είναι απαραίτητη η ελαχιστοποίηση του κέρδους του VCO κάτι που όμως έρχεται σε άμεση αντιπαράθεση με την απαίτηση για αυξημένο εύρος λειτουργίας. Σύμφωνα με το Σχ. 3.1, λαμβάνοντας υπόψη ότι το επιτρεπόμενο εύρος τιμών της $V_{control}$ είναι από V_1 μέχρι V_2 και ότι το εύρος συντονισμού πρέπει να κυμαίνεται από ω_1 μέχρι ω_2 , το κέρδος θα πρέπει να ικανοποιεί την ακόλουθη σχέση,

$$K_{VCO} \geq \frac{\omega_2 - \omega_1}{V_2 - V_1} \quad (3.7)$$

Ακόμη, πρέπει να σημειωθεί ότι για προκαθορισμένο εύρος συντονισμού το K_{VCO} αυξάνει καθώς μειώνεται η τάση τροφοδοσίας, κάνοντας τον VCO περισσότερο ευαίσθητο σε θόρυβο προερχόμενο από την τάση ελέγχου.

Γραμμικότητα Εύρους Συντονισμού

Είναι επιθυμητό να ελαχιστοποιηθούν οι μεταβολές του K_{VCO} κατά το εύρος λειτουργίας του VCO, έτσι ώστε να μην ξεφεύγει από τα όρια γραμμικότητας η χαρακτηριστική λειτουργίας του VCO. Σε έναν πραγματικό VCO η χαρακτηριστική περιοχή λειτουργίας του παρουσιάζει γραμμικότητα σε μόνο ένα μικρό εύρος συχνοτήτων όπως παρατηρείται στο Σχ. 3.2 .



Σχήμα 3.2: Χαρακτηριστική λειτουργίας πραγματικού VCO.

Η χαρακτηριστική ενός πραγματικού ταλαντωτή τυπικά αναδεικνύει υψηλότερο κέρδος πε-
ρίπου στο κέντρο του εύρους λειτουργίας και ελάχιστα στις οριακές τιμές συχνοτήτων. Αυτό
οδηγεί στο συμπέρασμα πώς, για ένα δεδομένο εύρος λειτουργίας, η μη γραμμικότητα ανα-
πόφευκτα οδηγεί σε υψηλότερη ευαισθησία σε κάποια περιοχή αυτής.

Πλάτος Εξόδου

Είναι το πλάτος της κυματομορφής στην έξοδο του ταλαντωτή. Γενικά είναι επιθυμητό
το πλάτος εξόδου να λαμβάνει μεγάλες τιμές, αφενός για να μπορεί να οδηγήσει το επόμενο
στάδιο και αφετέρου, για να είναι η κυματομορφή στην έξοδο λιγότερο ευαίσθητη στον θόρυβο.
Το πλάτος εξόδου ενδέχεται να μεταβάλλεται μέσα στο εύρος συντονισμού κάτι το οποίο είναι
ανεπιθύμητο. Πάντως, η απαίτηση για μεγάλο πλάτος στην έξοδο έρχεται σε αντίθεση με τις
απαιτήσεις για μικρότερη κατανάλωση, χαμηλότερη τάση τροφοδοσίας και μεγαλύτερο εύρος
συντονισμού.

Κατανάλωση Ισχύος

Καθορίζει την ισχύ που καταναλώνει τόσο ο VCO όσο και οι πιθανοί απομονωτές στην
έξοδο αυτού. Όπως συμβαίνει και με τα περισσότερα αναλογικά κυκλώματα ο VCO περιορίζεται
από trade-offs μεταξύ ταχύτητας, κατανάλωσης ισχύος και θορύβου.

Απόρριψη Κοινού Σήματος και Τροφοδοσίας

Εκφράζει την ευαισθησία του ταλαντωτή στον θόρυβο. Προκειμένου να αυξηθεί η ανοχή
του VCO στον θόρυβο είναι συνήθως προτιμότερο (αν και όχι πάντα εφικτό) τόσο το σήμα
ταλάντωσης όσο και το σήμα της γραμμής ελέγχου να είναι διαφορετικά. Οι λόγοι για τους
οποίους επιλέγεται διαφορεική λειτουργία του ταλαντωτή αναφέρθηκαν στην ενότητα 2.3.

Καθαρότητα Σήματος Εξόδου

Ακόμη και με σταθερή τάση ελέγχου, η κυματομορφή εξόδου ενός VCO δεν είναι απόλυτα περιοδική. Ο ηλεκτρονικός θόρυβος των εξαρτημάτων του ταλαντωτή και ο θόρυβος της τροφοδοσίας οδηγεί σε θόρυβο στην συχνότητα και την φάση εξόδου. Ανάλογα με την εφαρμογή μπορεί να προσδιοριστεί, είτε στο πεδίο του χρόνου ως χρονικό “τρέμουλο” (timing jitter), είτε στο πεδίο της συχνότητας ως θόρυβος φάσης. Θα γίνει εκτενέστερη αναφορά στο θόρυβο φάσης και στα μαθηματικά μοντέλα για την περιγραφή του σε επόμενη ενότητα καθώς θα χρησιμοποιηθεί ως κεντρικό χαρακτηριστικό μέγεθος, μαζί με την κατανάλωση ενέργειας, για την σχεδίαση του τετραφασικού ταλαντωτή.

3.3 Παθητικά Στοιχεία των LC VCO

Η συχνότητα ταλάντωσης για τους ταλαντωτές LC όπως είναι γνωστό δίνεται από τη σχέση,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

Αυτό σημαίνει ότι προκειμένου να μεταβληθεί η συχνότητα ταλάντωσης του κυκλώματος, θα πρέπει να μεταβληθεί η τιμή του πηνίου ή του πυκνωτή. Η πιο συνηθισμένη μέθοδος για τη ρύθμιση της συχνότητας ταλάντωσης είναι η χρήση μεταβλητών πυκνωτών (varactors) οι οποίοι αντικαθιστούν τις σταθερές χωρητικότητες του αρχικού κυκλώματος. Πάντως υπάρχουν στο κύκλωμα και σταθερές χωρητικότητες, όπως για παράδειγμα οι παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζίστορ, οι οποίες είναι αδύνατο να αφαιρεθούν. Αυτές οι σταθερές χωρητικότητες δυστυχώς μειώνουν το εύρος συντονισμού. Ακόμα ένα πολύ σημαντικό στοιχείο είναι το ολοκληρωμένο πηνίο, καθώς καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την συνολική επίδοση του VCO.

Τα παθητικά στοιχεία είναι προφανώς βασικά δομικά στοιχεία στους LC ταλαντωτές. Η ποιότητα των δύο επαγωγέων και των varactors καθορίζουν τη συμπεριφορά του συνολικού συστήματος. Σε ολοκληρωμένα κυκλώματα για εφαρμογές υψηλής συχνότητας, ο ακριβής σχεδιασμός των LC στοιχείων είναι δύσκολη υπόθεση λόγω πολλών παραγόντων:

- Για συχνότητες πάνω από 1 GHz, οι παρασιτικές επιπτώσεις από τα υπόλοιπα στοιχεία μπορεί να είναι συγκρίσιμες με τις τιμές των LC στοιχείων.
- Συχνά τα μοντέλα των πηνίων και των varactors που παρέχονται από τη γραμμή παραγωγής δεν ανταποκρίνονται σε προσομοιώσεις υψηλής συχνότητας.
- Η ποιότητα των ολοκληρωμένων πηνίων και varactors είναι συνήθως αρκετά χειρότερη της αναμενόμενης. Ως εκ τούτου, μια σαφής στρατηγική βελτιστοποίησης πρέπει να ακολουθηθεί για να επιτευχθούν τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα.

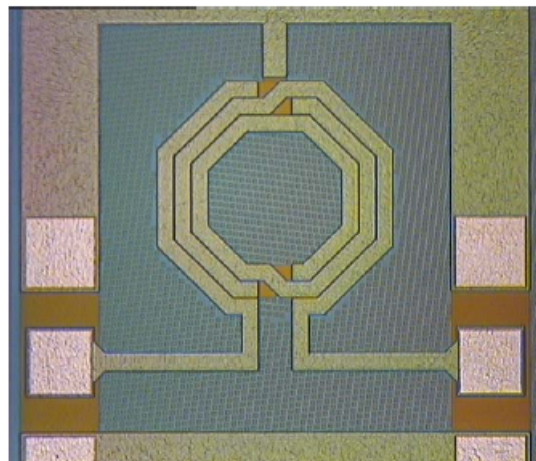
Οι περιορισμοί αυτοί καθιστούν κρίσιμη μια εις βάθος μελέτη των χαρακτηριστικών της τεχνολογίας πριν από το σχεδιασμό του VCO. Σε πολλές περιπτώσεις, ακόμη και η ανάπτυξη

μιας πλήρους βιβλιοθήκης παθητικών στοιχείων αξίζει την προσπάθεια, διότι θα εξοικονομηθεί χρόνος και θα περιορίσει τον αριθμό των ανεπιτυχών κατασκευών.

3.3.1 Ολοκληρωμένα Πηνία

Τα μονολιθικά πηνία χρησιμοποιούνται σε μεγάλο βαθμό πλέον σε κυκλώματα ραδιοσυχνότητων όπως, ενισχυτές, ταλαντωτές και μίκτες. Λίγο παραπάνω από μια δεκατία, τα κυκλώματα ραδιοσυχνότητας σε πλήρως ολοκληρώσιμες τεχνολογίες χρησιμοποιούν on-chip γραμμές μεταφοράς για την δημιουργία επαγωγής και διαδραματίζουν ρόλο κλειδί στην επίδοση και στην σχεδίαση στενής ζώνης κυκλωμάτων. Πλέον, τα ολοκληρωμένα πηνία δημιουργούνται σε σπειροειδή μορφή και σε διαφορετικά σχήματα, από τα οποία τα οκταγωνικά και τα κυκλικά παρουσιάζουν τις καλύτερες επιδόσεις. Ακόμη, από την πληθώρα κυκλωμάτων διαφορικής λειτουργίας είναι δυνατόν να πραγματοποιηθούν διαφορικά πηνία τα οποία παρουσιάζουν μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας.

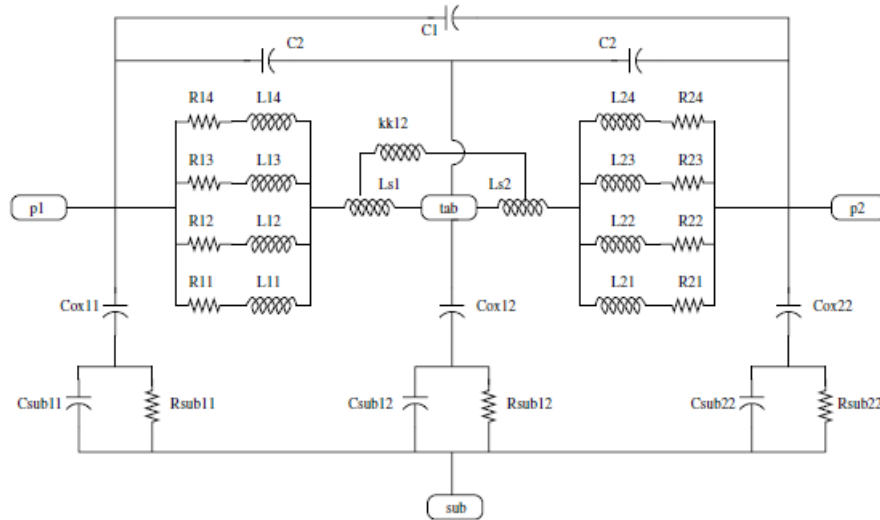
Στο παρόν κεφάλαιο, θα μελετηθούν τα οκταγωνικά διαφορικά πηνία (Σχ. 3.3) με αφορμή το γεγονός ότι θα χρησιμοποιηθεί για την δημιουργία του τετραφασικού ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση. Αξίζει να σημειωθεί πως, η πολυπλοκότητα του υπολογισμού της αυτεπαγωγής αυτής της δομής αυξάνεται δραματικά από την τετραγωνική στην οκταγωνική γεωμετρία λόγω των αμοιβαίων επιδράσεων στα μη κάθετα τμήματα. Παρόλα αυτά, τα οκταγωνικά πηνία παρέχουν ένα καλό trade-off της απόδοσης σε σχέση με την πολυπλοκότητα σε μοντέλο και σχεδιασμό σε σύγκριση με τα κυκλικά πηνία.



Σχήμα 3.3: Διαφορικό οκταγωνικό πηνίο με μεσαία λήψη.

3.3.2 Π-Μοντέλο

Το ηλεκτρικό μοντέλο που είναι ευρέως διαδεδομένο και χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίσει τις ηλεκτρικές ιδιότητες των οκταγωνικών διαφορικών πηνίων είναι γνωστό ως Π-μοντέλο και το αντίστοιχο σχηματικό του κύκλωμα με τη μεσαία λήψη φαίνεται στο Σχ. 3.4.



Σχήμα 3.4: Το Π-μοντέλο του διαφορικού οκταγωνικού πηνίου με μεσαία λήψη.

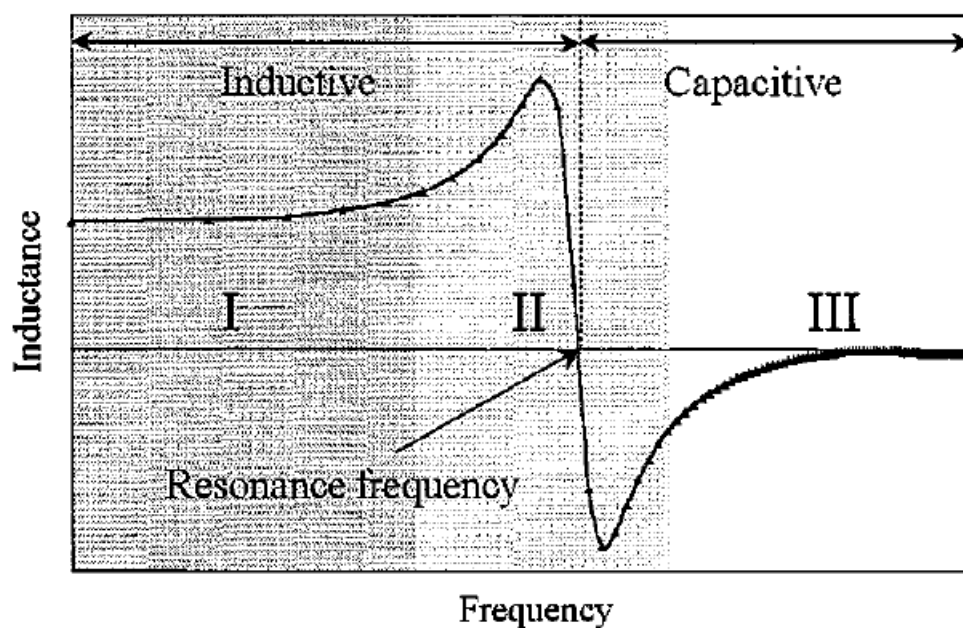
Η φυσική σημασία των κύριων από τα ιδανικά στοιχεία του Π-μοντέλου εξηγούνται παρακάτω.

- C_p αντιπροσωπεύει τη χωρητικότητα μεταξύ των μεταλλικών κομματιών και αυτών σε σχέση με την εσωτερική σύνδεση με το πηνίο.
- L_s αντιπροσωπεύει την επαγωγή του πηνίου, συμπεριλαμβανομένης της αυτεπαγωγής καθώς και της αμοιβαίας επαγωγής μεταξύ των κομματιών του ίδιου επιπέδου και μεταξύ των κομματιών των διαφορετικών στρωμάτων.
- R_s θεωρεί την παρασιτική εν σειρά αντίσταση του επαγωγέα, συμπεριλαμβανομένων των ωμικών απωλειών από τα μεταλλικά κομμάτια, τις συγκεκριμένες επιδράσεις και τις απώλειες που οφείλονται στα ρεύματα που επάγονται στο μέταλλο.
- C_{ox1} και C_{ox2} αντιπροσωπεύουν τις χωρητικότητες μεταξύ του μετάλλου από την σπείρα και το υπόστρωμα.
- R_{sub1} και R_{sub2} λαμβάνουν υπόψη τις ωμικές απώλειες από το υπόστρωμα που παράγεται από τα μαγνητικά και ηλεκτρικά ρεύματα που προκαλούνται σε αυτό.
- C_{sub1} και C_{sub2} μοντελοποιούν τις χωρητικές επιδράσεις του υποστρώματος λόγω του ημιαγωγικού του χαρακτήρα.

Τα κύρια πλεονεκτήματα αυτού του μοντέλου έγκειται στην απλότητα του, στην ευκολία με το οποίο μπορεί να ρυθμιστεί σε εμπειρικά αποτελέσματα, και στο γεγονός ότι κατέχει μια φυσική σημασία, όπως φαίνεται σε κάθε ένα από τα στοιχεία που το σχηματίζουν.

3.3.3 Επαγωγή και Συντελεστής Ποιότητας (Quality Factor)

Μεταξύ των κυριότερων ποσοτήτων οι οποίες μέτρουν την απόδοση ενός επαγωγέα είναι η τιμή της αυτεπαγωγής. Ενώ ένα ιδανικό επαγωγικό στοιχείο παρουσιάζει μια σταθερή αυτεπαγωγική αξία για όλες τις συχνότητες, παρ' όλα αυτά, κάθε μη ιδανικό ολοκληρωμένο πηνίο εμφανίζει ένα εύρος τιμών αυτεπαγωγής σε συνάρτηση με τη συχνότητα που απεικονίζεται στο Σχ. 3.5. Όσον αφορά την επαγωγική τιμή, το Σχ. 3.5 εμφανίζει ποιοτικά τρεις διακριτές περιοχές λειτουργίας ολοκληρωμένων πηνίων, σε χαμηλής αντίστασης υποστρώματος πυριτίου. Η περιοχή I στο Σχ. 3.5 αναδεικνύει τη χρήσιμη ζώνη λειτουργίας ενός ολοκληρωμένου επαγωγέα. Μέσα σε αυτή τη περιοχή, η τιμή αυτεπαγωγής παραμένει σχετικά σταθερή και το παθητικό στοιχείο μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ασφάλεια. Η περιοχή II είναι η μεταβατική περιοχή στην οποία η τιμή της επαγωγής γίνεται αρνητική, διαβαίνοντας από το μηδέν, η οποία είναι η πρώτη συχνότητα συντονισμού του επαγωγέα. Πέρα από αυτό το κρίσιμο σημείο, το παθητικό στοιχείο αρχίζει να λειτουργεί ως πυκνωτής, και η λειτουργία του πρέπει να αποφεύγεται. Η ανικανότητα να προβλεφθούν τα όρια της περιοχής II και η ακριβής συχνότητα συντονισμού έχει αναγκάσει τους σχεδιαστές να είναι πολύ απρόθυμοι με τη χρήση των on-chip πηνίων. Στην περιοχή III, το ολοκληρωμένο στοιχείο παρουσιάζει χωρητική συμπεριφορά και πάνω από όλα, συντελεστή ποιότητας με τιμή που είναι σχεδόν μηδενική, καθιστώντας το σχεδόν άχρηστο.



Σχήμα 3.5: Διακριτές περιοχές λειτουργίας ενός τυπικού ολοκληρωμένου επαγωγέα πάνω από ένα υπόστρωμα χαμηλής αντίστασης.

Μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους για τον χαρακτηρισμό των ολοκληρωμένων πηνίων είναι ο συντελεστής ποιότητας (Quality Factor, Q) και ορίζεται ως,

$$Q = 2\pi \frac{\text{maximum energy stored}}{\text{energy dissipated per cycle}} \quad (3.9)$$

Ο θόρυβος φάσης του LC-ταλαντωτή εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την ποιότητα των παθητικών στοιχείων που αποτελούν το παθητικό δίκτυο και ιδιαίτερα από το Q του πηνίου. Δεδομένου ότι ο θόρυβος φάσης είναι μια από τις πιο κρίσιμες παραμέτρους των VCO, ο σχεδιασμός ενός επαγωγέα με το κατάλληλο Q , προκειμένου να εκπληρώσει τις απαιτούμενες προδιαγραφές του θορύβου φάσης, είναι ένας βασικός παράγοντας για μια επιτυχημένη σχεδίαση.

3.3.4 Ολοκληρωμένοι Varactors σε Τεχνολογία CMOS

Το χωρητικό στοιχείο ενός LC ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση μπορεί να ενσωματωθεί με τη χρήση διαφόρων μεθόδων, αλλά η πιο κοινή είναι η υλοποίηση ολοκληρωμένων varactors λόγω της απλότητάς του και τη συμβατότητάς του με την CMOS τεχνολογία. Σε απλοϊκό επίπεδο, οι varactors μπορεί να οριστούν ως μεταβλητοί πυκνωτές συντονιζόμενοι μέσω ελέγχου εξωτερικών πηγών τάσης. Οι χαρακτηριστικοί παράμετροι τους είναι:

- η χωρητικότητα (C),
- ο συντελεστής ποιότητας Q , που μπορεί να εκτιμηθεί μέσω της εξ. (3.10), όπου R είναι η εν σειρά αντίσταση των varactors και ω είναι η συχνότητα λειτουργίας,
- το εύρος συντονισμού (γ), το οποίο εκφράζει την μεταβλητότητα της χωρητικότητας του varactor. Υπολογίζεται μέσω της εξ. (3.11), όπου C_{max} είναι η μέγιστη χωρητικότητα του varactor και C_{min} η ελάχιστη.

$$Q = \frac{1}{CR\omega} \quad (3.10)$$

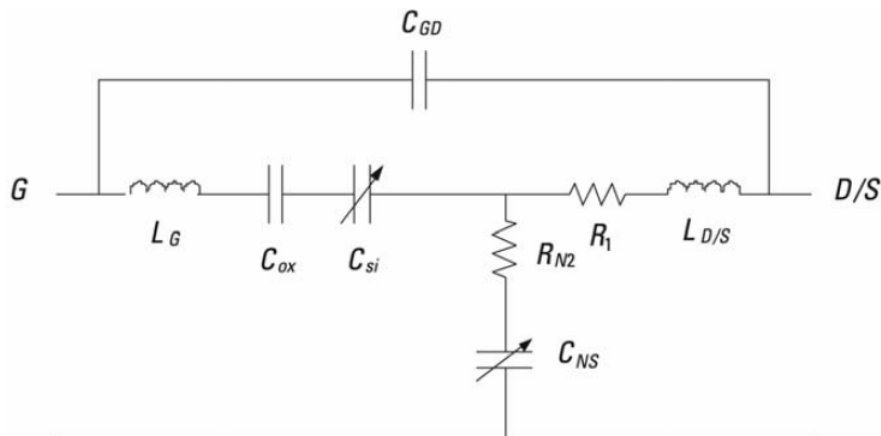
$$g = \pm \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{max} + C_{min}} \quad (3.11)$$

Οι τρεις βασικοί τύποι ολοκληρωμένων varactors είναι οι PN junction varactors, οι varactors βασισμένοι σε MOS τρανζίστορ και οι triterminal varactors. Στο παρόν αναλύονται οι MOS varactors καθώς είναι οι πλέον διαδομένοι στα σύγχρονα κυκλώματα λόγω της ευκολίας υλοποίησής τους και ακόμη είναι αυτοί που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του τετραφασικού ταλαντωτή.

MOS Varactors

Οι MOS varactors παρουσιάζουν αρκετά μεγάλη χωρητικότητα και εύρος συντονισμού, αλλά σε αντίθεση, η διακύμανση της χωρητικότητας τους είναι πιο απότομη, κάτι που μπορεί να προκαλέσει προβλήματα συντονισμού σε ένα VCO. Αυτοί οι varactors βασίζονται στην

χωρητικότητα οξειδίου στην έξοδο του MOS τρανζίστορ (σταθερή χωρητικότητα) μαζί με την εμφάνιση κάποιας παρασιτικής χωρητικότητας σε σειρά ή παράλληλα, που είναι μεταβλητή με την τάση. οι varactors έχουν δύο λειτουργίες: συσσώρευσης και αναστροφής. Το Σχ. 3.6 δείχνει ένα απλοποιημένο σχηματικό μοντέλο.



Σχήμα 3.6: Ηλεκτρικό μοντέλο MOS varactor.

Τα στοιχεία που αποτελούν αυτό το μοντέλο:

- L_G είναι η παρασιτική επαγωγή των επαφών πύλης.
- $L_{D/S}$ είναι η παρασιτική επαγωγή των επαφών υποδοχής/πηγής.
- C_{si} είναι η χωρητικότητα που σχετίζεται με τη διοχέτευση μεταξύ υποδοχής και πηγής.
- C_{ox} είναι η χωρητικότητα οξειδίου πύλης.
- C_{GD} είναι η χωρητικότητα μεταξύ πύλης και υποδοχής.
- C_{NS} είναι η χωρητικότητα μεταξύ N + στρώματος και του υποστρώματος.
- R_{N2} αντιπροσωπεύει την αντίσταση του N πηγαδιού των ρευμάτων του υποστρώματος.
- R_{N1} αντιπροσωπεύει την αντίσταση του N πηγαδιού των ρευμάτων υποδοχής/πηγής στην πύλη.

Στην περίπτωση αυτή, η πιο σχετική παράμετρος για την κατανόηση της λειτουργίας των χαρακτηριστικών αυτών των varactors είναι η χωρητικότητα C_{si} , η οποία μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τις εξ. (3.12) και (3.13).

$$C_{si}(inversion) = \frac{c_i A_{ox}}{(1 + \frac{V}{V_{GSOFF}})^n} \quad (3.12)$$

$$C_{si}(accumulation) = (c_a V + C_i) A_{ox} \quad (3.13)$$

Σε αυτές τις εξισώσεις,

- A_{ox} είναι η περιοχή του κόμβου που σχηματίζεται από N πηγάδι και το οξείδιο.
- V είναι η τάση πόλωσης.
- V_{GSOFF} είναι η τάση που απαιτείται για να αφαιρεθούν τα ηλεκτρόνια του N πηγαδίου.
- c_i είναι μια παράμετρος για τη λειτουργία αντιστροφής.
- C_a είναι μια παράμετρος για τη λειτουργία συσσώρευσης.
- n είναι ένας συντελεστής εξαρτώμενος από τις παραμέτρους της τεχνολογίας.

Οι συγκεκριμένοι varactors βασίζονται στην χωρητικότητα οξειδίου στην έξοδο ενός MOS τρανζίστορ (σταθερή χωρητικότητα) μαζί με την εμφάνιση κάποιας παρασιτικής χωρητικότητας σε σειρά ή παράλληλα, που είναι μεταβλητή με την τάση. Οι διαφορετικές τιμές του αποτελέσματος των MOS varactors οφείλονται από την επιλογή του τύπου του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται (NMOS ή PMOS) και από το επίπεδο ντοπαρίσματος της διαχύσης υποδοχής/πηγής (N+ ή P+).

3.4 Θόρυβος Φάσης LC Ταλαντωτή

Θόρυβος φάσης είναι μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους που χαρακτηρίζουν τη λειτουργία ενός ταλαντωτή. Αυτός είναι ο λόγος που η παράμετρος αυτή έχει σημαντική επιρροή σε πολλές επιλογές σχεδιασμού όπως η αρχιτεκτονική του ταλαντωτή, το δικτύωμα συντονισμού και το ενεργό κύκλωμα. Συνεπώς, έχουν αναπτυχθεί αρκετά μοντέλα στην προσπάθεια ανάλυσης και περιγραφής του θορύβου φάσης.

Στο πεδίο των συχνοτήτων τα μοντέλα των Leeson και Craninckx ξεχωρίζουν και βασίζονται στην υπόθεση ότι ο ταλαντωτής είναι ένα γραμμικό και χρονικά αμετάβλητο σύστημα (LTI). Τα μοντέλα αυτά επιτρέπουν μια ποιοτική ανάλυση του θορύβου φάσης και να δίνουν τη δυνατότητα απόκτησης μιας μαθηματικής έκφρασης για την εκτίμηση του. Το μειονέκτημα των δύο μοντέλων είναι ότι δεν λαμβάνουν υπόψη τη ύπαρξη του θορύβου flicker.

Από την άλλη πλευρά, στο πεδίο του χρόνου, το μοντέλο των Hajimiri και Lee θεωρεί τον ταλαντωτή ως ένα γραμμικό σύστημα, αλλά μεταβλητό στο χρόνο (LTV). Το μοντέλο αυτό λαμβάνει υπόψη του το θόρυβο που εισάγει το ενεργό κύκλωμα και τη μετατροπή του θορύβου flicker. Παρ' όλα αυτά, δεν παρέχει μια έκφραση που να επιτρέπει την εκτίμηση του θορύβου φάσης.

3.4.1 Ορισμός Θορύβου Φάσης

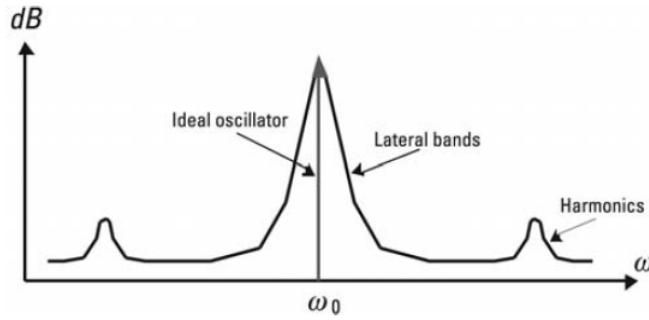
Το φάσμα εξόδου ενός πραγματικού ταλαντωτή αποτελείται από ένα βασικό φάσμα συχνοτήτων, κατά τη συχνότητα ταλάντωσης σύν διάφορες ανεπιθύμητες συχνοτικές συνιστώσες.

Όποτε η ανεπιθύμητη ισχύς αναμιγνύεται με το σήμα εξόδου, παράγει πλευρικές ζώνες (θόρυβος φάσης) και αρμονικές συνιστώσες, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.7. Ακόμη, μπορεί να παρατηρηθεί η σύγκριση μεταξύ του φάσματος του ιδανικού (μονός τόνος) και του πραγματικού ταλαντωτή.

Οι ανεπιθύμητες αρμονικές εμφανίζονται συνήθως λόγω της μη γραμμικότητας στα στοιχεία που αποτελούν το ενεργό κύκλωμα. Καθώς αυτά βρίσκονται σχετικά μακριά από η κύρια συχνότητα του σήματος, συχνά δεν συναύδουν στο πλαίσιο του κλειδωμένου βρόγχου ενός synthesizer.

Το σήμα εξόδου ενός πραγματικού ταλαντωτή στο χρόνο ($V_{out}(t)$), μπορεί να μοντελοποιηθεί χρησιμοποιώντας την εξ. (2.37), όπου $A(t)$ και $\theta(t)$ είναι το πλάτος και η φάση από το σήμα εξόδου αντίστοιχα. Λόγω του γεγονότος ότι το $A(t)$ όπως και η $\theta(t)$ είναι εξαρτώμενες από το χρόνο συναρτήσεις, πλευρικές ζώνες (θόρυβος φάσης) εμφανίζονται στο φάσμα της εξόδου του ταλαντωτή γύρω συχνότητα ταλάντωσης του ω_0 .

$$V_{out} = A(t) \sin(\omega_0 t + \theta(t)) \quad (3.14)$$

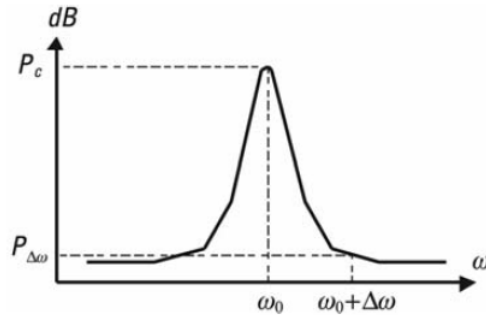


Σχήμα 3.7: Συχνотικό φάσμα εξόδου ιδανικού και πραγματικού ταλαντωτή.

Αν και υπάρχουν αρκετοί τρόποι για ποσοτικοποίηση αυτών των διακυμάνσεων, συνήθως οι βραχυπρόθεσμες αστάθειες ενός σήματος χαρακτηρίζονται μέσω της φασματικής πυκνότητας ισχύος θορύβου μονής πλευρικής ζώνης. Ο θόρυβος μετρείται σε dBc/Hz (όπου ο δείκτης c δηλώνει ότι η ισχύς θορύβου έχει κανονικοποιηθεί ως προς την ισχύ του φέροντος) και ορίζεται ως,

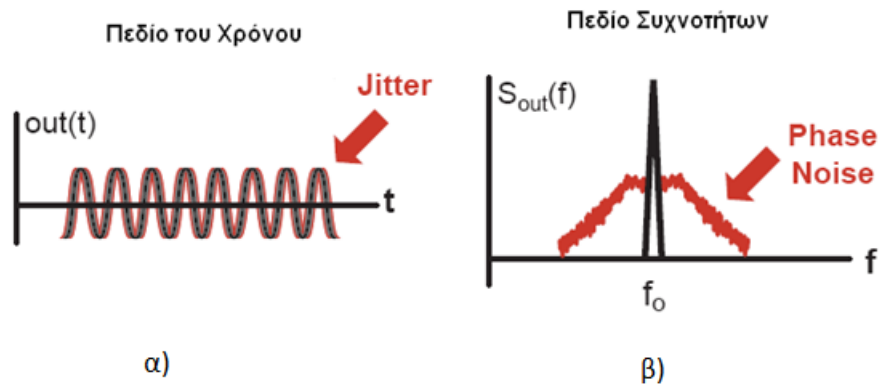
$$L(\Delta\omega) = 10 \log \left[\frac{P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega)_{1Hz}}{P_{carrier}} \right] \quad (3.15)$$

όπου ο όρος $P_{sideband}$ αντιπροσωπεύει την ισχύ μονής πλευρικής ζώνης σε μια απόσταση $\Delta\omega$ από τη συχνότητα του φέροντος, υπολογισμένη σε εύρος ζώνης 1 Hz (Σχ. 3.8).



Σχήμα 3.8: Συχνотικό φάσμα εξόδου πραγματικού ταλαντωτή.

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο προηγούμενος ορισμός (εξ 3.15) περιλαμβάνει τις επιδράσεις τόσο των διακυμάνσεων στο πλάτος όσο και στη φάση. Στην πράξη όμως μας ενδιαφέρει να γνωρίζουμε ανεξάρτητα το θόρυβο πλάτους και φάσης γιατί συμπεριφέρονται διαφορετικά στο κύκλωμα. Για παράδειγμα, οι επιδράσεις του θορύβου πλάτους μειώνονται από το μηχανισμό περιορισμού πλάτους του ίδιου του κυκλώματος του ταλαντωτή και στην ουσία το πλάτος εξόδου επανέρχεται γρήγορα στην αρχική του τιμή. Δεν συμβαίνει όμως το ίδιο και με τη φάση η οποία αν μεταβληθεί δεν επανέρχεται στην προηγούμενη τιμή της. Έτσι, στις περισσότερες εφαρμογές, ο κυρίαρχος θόρυβος είναι αυτός της φάσης τον οποίο από εδώ και στο εξής θα συμβολίζουμε με $L(\Delta\omega)$. Ο θόρυβος μπορεί να γίνει αντιληπτός είτε στο πεδίο του χρόνου ως χρονικό “τρέμουλο” (timing jitter) όπου οι αποστάσεις μεταξύ διαδοχικών μηδενισμών του σήματος δεν είναι σταθερές (Σχ. 3.9 ,α), είτε στο πεδίο της συχνότητας ως θόρυβος φάσης (Σχ. 3.9 ,β).



Σχήμα 3.9: α) Timing jitter β) Phase noise.

3.4.2 Το Μοντέλο του Leeson

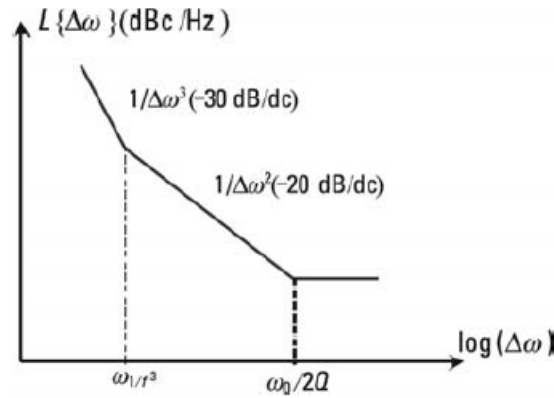
Αυτό το μοντέλο θορύβου φάσης διενεργεί την ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας και υποθέτει ότι ο ταλαντωτής είναι ένα LTI σύστημα. Παρέχει μια εκτίμηση του θορύβου φάσης στην έξοδο του ταλαντωτή σε συνδυασμό μιας θεωρητικής βάσης, η οποία παρουσιάζει ορισμένες απλουστεύσεις, και εμπειρικές τροποποιήσεις που επήλθαν για να ενωματώσουν το

τελικό φάσμα στην πραγματική περίπτωση. Η έκφραση του επιτρέπει την εκτίμηση του θορύβου φάσης σε dBc/Hz από τον ταλαντωτή, σύμφωνα με αυτό το μοντέλο ορίζεται στην εξ. (3.16).

$$L(\omega) = 10 \log \left\{ \frac{2FkT}{P_{carrier}} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\omega \frac{1}{f^3}}{|\Delta\omega|} \right) \right\} \quad (3.16)$$

Όπου k είναι η σταθερά Boltzmann, T είναι η απόλυτη θερμοκρασία, το Q είναι ο παράγοντας ποιότητας του LC δικτυώματος, ω_0 είναι η συχνότητα ταλάντωσης, $\Delta\omega$ είναι η συχνότητα αναφοράς σε σχέση με το φορέα, $P_{carrier}$ η ισχύς του φορέα, F είναι ένας εμπειρικός συντελεστής που λαμβάνει υπόψη την αύξηση της πυκνότητας του θορύβου στην περιοχή $(\frac{1}{\Delta\omega})^2$ (η τυπική τιμή του είναι κοντά στο 2), και $\omega \frac{1}{f^3}$ είναι το συχνοτικό όριο των περιοχών $(\frac{1}{\Delta\omega})^2$ και $(\frac{1}{\Delta\omega})^3$ (Σχ. 3.10).

Στο Σχ. 3.10 φαίνεται ότι, σύμφωνα με αυτό το μοντέλο, ο θόρυβος φάσης από τον ταλαντωτή μειώνεται όταν η ισχύς εξόδου αυξάνεται από κοινού με τον παράγοντα ποιότητας του LC δικτυώματος, ενώ η μετατόπιση συχνότητας παραμένει σταθερή σε σχέση με το φορέα ($\Delta\omega$).



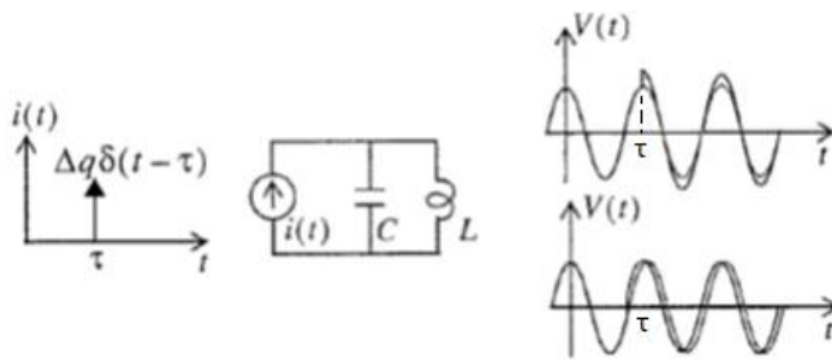
Σχήμα 3.10: Γραφική αναπαράσταση του μοντέλου Leeson.

Το κύριο μειονέκτημα του μοντέλου του Leeson είναι ότι παρουσιάζει μια εμπειρική σταθερά F και μια τιμή συχνότητας $\omega \frac{1}{f^3}$, που αμφότερες είναι αρκετά δύσκολο να υπολογιστούν σε στάδιο σχεδιασμού. Επιπλέον, δεν παρέχει μια αξιόπιστη πρόβλεψη, παρά μόνο δίνοντας στον σχεδιαστή μια ποιοτική ιδέα σχετικά με την πυκνότητα του θορύβου φάσης.

3.4.3 Το Μοντέλο των Hajimiri και Lee

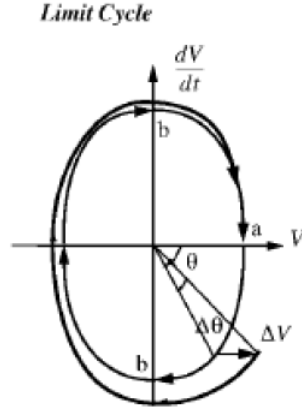
Το μοντέλο αυτό, το οποίο παρουσιάστηκε αρχικά ως μια γενική θεωρία όσον αφορά το phase noise των ταλαντωτών, θεωρεί τους ταλαντωτές ως γραμμικά, αλλά χρονικά μεταβαλλόμενα συστήματα (LTV). Ο θόρυβος στους ταλαντωτές θεωρείται ως τυχαία, κυκλοστατική διεργασία. Με τον όρο κυκλοστατικός εννοείται ότι, οι πρώτου και δεύτερου βαθμού στατιστικές της τυχαίας διεργασίας του θορύβου, είναι περιοδικές. Η περιόδός τους, T , είναι ίδια

με την περίοδο της ταλάντωσης. Το μοντέλο έχει δομηθεί βάσει της βασικής παραδοχής ότι, ο λευκός θόρυβος μπορεί να αντιμετωπιστεί ως μη-σχετιζόμενα, τυχαία δείγματα - διεγέρσεις στο πεδίο του χρόνου. Η απόκριση του ταλαντωτή, σε ένα τέτοιο δείγμα θορύβου, εξαρτάται από τη χρονική στιγμή που συμβαίνει, σε σχέση με τη κυματομορφή της ταλάντωσης. Πιο συγκεκριμένα, εάν ο θόρυβος εμφανιστεί σε κάποια χρονική στιγμή που αντιστοιχεί σε ακρότατο της κυματομορφής ταλάντωσης, τότε δημιουργεί διαταραχή - θόρυβο μόνο στο πλάτος του σήματος. Αντίθετα, στην περίπτωση που ο θόρυβος παρατηρείτε σε κάποια χρονική στιγμή κατά την οποία η κυματομορφή ταλάντωσης διέρχεται από το μηδέν (zero-crossing) δημιουργεί μόνο θόρυβο όσον αφορά τη φάση του σήματος (phase noise).



Σχήμα 3.11: Κρουστική απόκριση πλάτους και φάσης σε έναν ιδανικό ταλαντωτή.

Λόγω της γραμμικότητας που υπετέθη, ο θόρυβος φάσης ενός ταλαντωτή υπολογίζεται με τη βοήθεια της κρουστικής απόκρισης φάσης. Αυτή η απόκριση φάσης αντιπροσωπεύει την αλλαγή φάσης που προκαλεί μια κρουστική ρεύματος (ή τάσης) που εισάγεται σε έναν κόμβο του κυκλώματος (ή κλάδο). Αν έχουμε για παράδειγμα ένα ιδανικό LC κύκλωμα όπως στο Σχ. 3.11 και εισάγουμε μια κρουστική ρεύματος την χρονική στιγμή τ , τότε εισάγεται κρουστικό φορτίο Δq . Επειδή, το ρεύμα του πηνίου δεν αλλάζει απότομα, και έχουμε μια απότομη μεταβολή της διαφοράς τάσης του πυκνωτή κατά $\Delta V = \frac{\Delta q}{C}$. Ανάλογα με τη χρονική στιγμή τ που έρχεται η κρουστική, θα έχουμε και διαφορετική μεταβολή του πλάτους και της φάσης της ταλάντωσης. Αν η χρονική στιγμή τ συμπίπτει με τη χρονική στιγμή που το ρεύμα ταλάντωσης είναι στη μέγιστη του τιμή (απόλυτα) τότε θα αλλάξει απότομα το πλάτος ταλάντωσης και καθόλου η φάση. Αντίθετα, αν η στιγμή τ συμπίπτει με τη στιγμή που το σήμα ταλάντωσης περνά από το μηδέν, τότε επηρεάζεται μόνο η φάση του. Στους πραγματικούς ταλαντωτές, η μεταβολή στο πλάτος ταλάντωσης ΔV “σβήνει” αργά και ο ταλαντωτής επανέρχεται στην αρχική κατάσταση. Αντίθετα η μεταβολή στη φάση $\Delta\theta$ μένει και ο ταλαντωτής ταλαντώνεται με την καινούρια φάση.



Σχήμα 3.12: Χώρος καταστάσεων ταλαντωτή όπου φαίνεται η εξέλιξη μιας μεταβολής στο πλάτος και στη φάση του σήματος ταλάντωσης.

Παρατηρείται, λοιπόν, ότι η κρουστική απόκριση της φάσης ενός οποιουδήποτε ταλαντωτή είναι μια βηματική συνάρτηση της οποίας το πλάτος εξαρτάται περιοδικά από τη χρονική στιγμή της εφαρμογής της κρουστικής διέγερσης. Έτσι, η μοναδιαία κρουστική απόκριση της ‘πλεονάζουσας’ φάσης μπορεί να εκφραστεί ως,

$$h_\phi(t, \tau) = \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{max}} u(t - \tau) \quad (3.17)$$

όπου $q_{max} = CV_{max}$, $u(t)$ η μοναδιαία βηματική συνάρτηση και $\Gamma(\omega t)$ είναι η κρουστική συνάρτηση ευαισθησίας (impulse sensitivity function, ISF) και περιγράφει το ποσό μεταβολής της φάσης που συνεπάγεται η εφαρμογή μιας μοναδιαίας κρουστικής συνάρτησης τη χρονική στιγμή $t = \tau$. Η ISF είναι μια αδιάστατη, περιοδική συνάρτηση με περίοδο 2π , ανεξάρτητη της συχνότητας και του πλάτους. Χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση αυτή, η φάση εξόδου υπολογίζεται,

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_\phi(t, \tau) i(\tau) d\tau = \frac{1}{q_{max}} \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0 \tau) i(\tau) d\tau \quad (3.18)$$

Δεδομένου ότι η ISF είναι περιοδική συνάρτηση, μπορεί να αναπτυχθεί σε σειρά Fourier,

$$\Gamma(\omega_0 \tau) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 \tau + \theta_n) \quad (3.19)$$

όπου οι συντελεστές c_n λαμβάνουν πραγματικές τιμές και θ_n είναι η φάση της n -οστής αρμονικής. Αποδεικνύεται ότι η θ_n δεν είναι σημαντική για τυχαίο θόρυβο εισόδου και γι’ αυτό μπορεί να αγνοηθεί στη συνέχεια της ανάλυσης. Χρησιμοποιώντας την προηγούμενη έκφραση για την ISF καταλήγουμε στην ακόλουθη σχέση για τη φάση εξόδου,

$$\phi(t) = \frac{1}{q_{max}} \left[\frac{c_0}{2} \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \int_{-\infty}^t i(\tau) \cos(n\omega_0 \tau) d\tau \right] \quad (3.20)$$

όπου $i(t)$ είναι μια πηγή είσοδου ρεύματος θορύβου.

Για μια θορυβική πηγή ρεύματος λευκού θορύβου πυκνότητας $\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}$ και χρησιμοποιώντας την εξ. (3.20), είναι δυνατόν να εξαχθεί ο θόρυβος φάσης σε συχνότητα f_{off} μακριά από το φέρον,

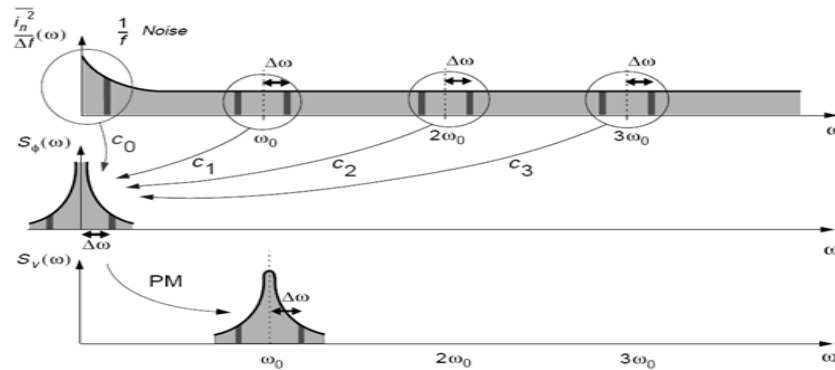
$$L(off) = \frac{\Gamma_{rms}^2}{q_{max}^2} \frac{\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}}{16\pi^2 f_{off}^2} \quad (3.21)$$

όπου Γ_{rms} είναι η μέση τετραγωνική τιμή της ISF. Όταν υπάρχουν αρκετές πηγές θορύβου, ο όρος $\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}$ αναπαριστά το συνολικό ρεύμα σε κάθε κλάδο και είναι το άθροισμα σε ισχύ καθενός από αυτά τα ρεύματα.

Αυτό το μοντέλο του θορύβου φάσης, σε αντίθεση με το προηγούμενο μοντέλο, περιλαμβάνει τον θόρυβο σε χαμηλή συχνότητα, γνωστό ως ο θόρυβος τρεμοπαίγματος (flicker noise) στην ανάλυσή του, ροζ θόρυβος, ή θόρυβος $\frac{1}{f}$. Στην πραγματικότητα, οι πηγές θορύβου από τα στοιχεία που δεν παρουσιάζουν λευκό θόρυβο σε όλες τις συχνότητες, αλλά σε χαμηλές συχνότητες, θα παρουσιάσουν αύξηση του θορύβου που είναι ο λεγόμενος θόρυβος τρεμοπαίγματος. Αυτό μπορεί να φανεί γραφικά στο Σχ. 3.13, όπου $f_{\frac{1}{f}}$ αντιπροσωπεύει τη συχνότητα του διαχωρισμού μεταξύ αυτών δύο τύπων θορύβου.

Η μετατροπή της συχνότητας θορύβου τρεμοπαίγματος καθορίζεται από την DC τιμή της ISF. Η αναλογία μεταξύ των $f_{\frac{1}{f}}$ και $f_{\frac{1}{f^3}}$ (δηλαδή, η συχνότητα που χωρίζει τις περιοχές με διαφορετική κλίση θορύβου φάσης των -20 dB/dec και -30 dB/dec), μπορεί να λαμβάνεται με τη χρήση της εξ. (3.22), όπου c_0 είναι η διπλάσια DC τιμή της ISF.

$$f_{\frac{1}{f^3}} = f_{\frac{1}{f}} \frac{c_0^2}{2\Gamma_{rms}^2} \quad (3.22)$$



Σχήμα 3.13: Μετατροπή του θορύβου σε μεταβολές της φάσης και σε θόρυβο φάσης πλευρικών ζωνών.

Καθώς το πλάτος των θετικών και αρνητικών λοβών της ISF καθορίζονται από τις πλευρές της ανόδου και της καθόδου του σήματος εξόδου, η συμμετρία της σε αυτές τις πλευρές είναι ικανή να μειώσει την αξία του c_0 και, κατά συνέπεια, να επιφέρει εξασθένιση στην μετατροπή του flicker θορύβου.

Κεφάλαιο 4

Τετραφασικοί Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση - Quadrature VCO

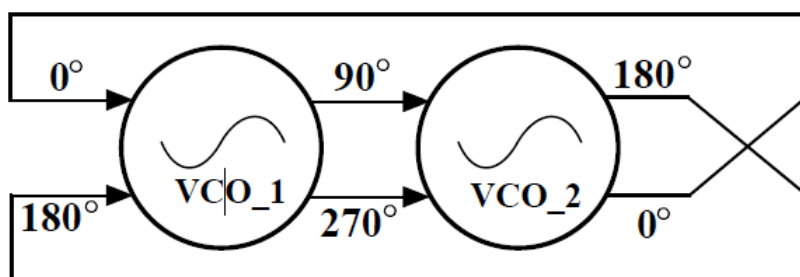
Η πανταχού παρουσία των ασύρματων ζεύξεων στην καθημερινή ζωή αυξάνει με ταχείς ρυθμούς. Από τα ιατρικά εμφυτεύματα μέχρι και τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων περιλαμβάνουν κυκλώματα πομποδεκτών. Για τέτοιες εφαρμογές, όχι μόνο το κόστος παραγωγής είναι σημαντικό, αλλά και το κόστος συντήρησης για την ικανοποίηση των χρηστών. Η αντικατάσταση της μπαταρίας σε τέτοιες εφαρμογές γίνεται αρκετά συχνή, συνεπώς η κατανάλωση ισχύος του όλου συστήματος πρέπει να είναι εξαιρετικά μικρή ώστε να μεγιστοποιηθεί η διάρκεια ζωής της μπαταρίας.

Οι δέκτες Zero-IF και low-IF χρησιμοποιούνται ευρέως στα σύγχρονα συστήματα ραδιοσυχνοτήτων λόγω του μικρού μεγέθους τους και της χαμηλής ισχύος σε σύγκριση με τους κλασικούς super-heterodyne δέκτες. Σε αυτά τα συστήματα είναι αναγκαίες οι γεννήτριες τετραφασικών σημάτων για σύγχρονες τεχνικές διαμόρφωσης, αποδιαμόρφωσης και απόρριψης εικόνas (image rejection). Έχουν προταθεί αρκετές μέθοδοι παραγωγής τετραφασικών σημάτων, όπως για παράδειγμα, η διαίρεση διά δύο μέθοδος ή το RC-CR πολυφασικό δίκτυο που όμως έχουν αρκετά μεγάλη κατανάλωση και είτε καταλαμβάνουν μεγάλο χώρο στο συνολικό κύκλωμα είτε βρίσκονται εκτός κυκλώματος. Η ανάγκη για χαμηλότερη κατανάλωση διαμέσου υψηλής κλίμακας ολοκλήρωσης έχει τραβήξει το ενδιαφέρον αρκετών ερευνητών στην σχεδίαση πλήρως ολοκληρωμένων τετραφασικών LC-ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (Quadrature-VCO, Q-VCO).

Στο παρόν κεφάλαιο, θα γίνει αρχικά μια γενική θεώρηση του τετραφασικού ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση με σκοπό την ανάλυση της παραγωγής του τετραφασικού σήματος σε ένα γενικό πρότυπο. Έπειτα, θα γίνει αναφορά στις διάφορες τοπολογίες (state of the art) των quadrature-VCO που έχουν μελετηθεί μέχρι σήμερα και στα πλεονέκτηματα και μειονεκτήματα τους όσον αναφορά τα χαρακτηριστικά τους μεγέθη (phase noise, phase error, power dissipation, κ.α.).

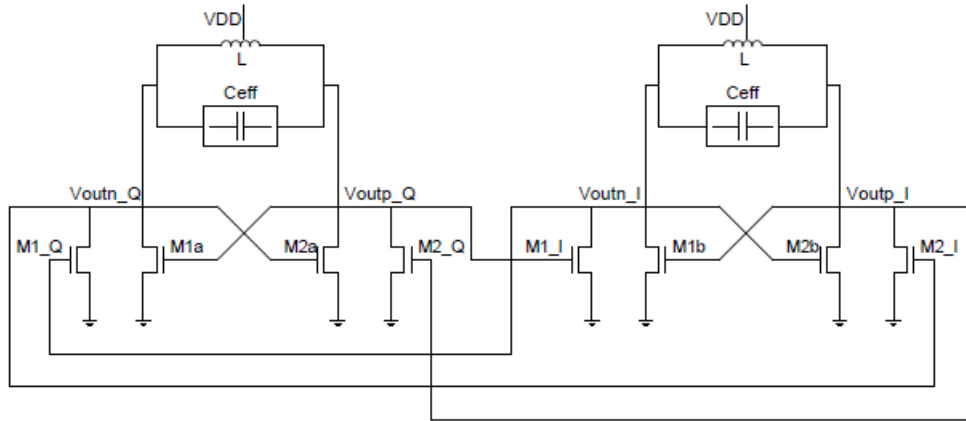
4.1 Γενική θεώρηση και Ανάλυση του Q-VCO

Αναφέρθηκε στο κεφάλαιο [3] ότι ένας VCO με διαφορική έξοδο παρουσιάζει στις εξόδους του σήματα με διαφορά φάσης 180° . Γεννάται συνεπώς το αρκετά ενδιαφέρον ερώτημα του πώς δημιουργούνται ημιτονοειδή σήματα με διαφορά φάσης 90° από έναν ταλαντωτή, δηλαδή πως λειτουργεί ένας τετραφασικός ταλαντωτής. Όπως προτάθηκε αρχικά από τον Rofougaran [1], δύο πανομοιότυποι LC-VCO είναι συζευγμένοι με τέτοιο τρόπο ώστε να παράγουν στις εξόδους τους τετραφασικά σήματα. Η μέθοδος αυτή βασίζεται στην σύζευξη των πρώτων αρμονικών των δύο όμοιων ταλαντωτών. Το κύκλωμα αυτό, που ονομάζεται Parallel Q-VCO (P-QVCO), χρησιμοποιεί τρανζίστορ για την σύζευξη των δύο VCO παράλληλα με τα cross-coupled τρανζίστορ του κάθε VCO, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.2. Το κλειδί της εξόδου της τετράφασης που γεννά αυτό το κύκλωμα είναι ο συγκεκριμένος τρόπος σύνδεσης των δύο ταλαντωτών, η οποία παρέχει μια σε φάση σύνδεση (in-phase injection) του πρώτου ταλαντωτή με το δεύτερο, και μια σύνδεση αντίφασης (anti-phase injection) του δεύτερου ταλαντωτή με το πρώτο (Σχ. 4.1).



Σχήμα 4.1: Σχηματικό διάγραμμα του Q-VCO.

Έστω ότι, οι δύο ταλαντωτές του Σχ. 4.2, έχουν συγχρονιστεί και το διαφορικό σήμα στην έξοδο του ενός είναι σε φάση με το διαφορικό σήμα στην έξοδο του άλλου. Το ρεύμα, αρνητικής αντίστασης, που παράγεται από τα τρανζίστορ M1b, M2b, απορροφάται μέσω του cross coupled μονοπατιού από τον ταλαντωτή VCO I στον ταλαντωτή VCO Q, με αποτέλεσμα ο ταλαντωτής VCO Q να οδηγείται σε ηρεμία. Η επαγωγή του ταλαντωτή VCO Q σηκώνει και τους δύο κόμβους της υποδοχής (κόμβοι εξόδου) στην τάση VDD με αποτέλεσμα να αναγκάζεται σε ηρεμία, κατά ανάλογο τρόπο, και ο ταλαντωτής VCO I. Η ίδια διαδικασία λαμβάνει χώρα και στην περίπτωση που η διαφορική φάση των δύο ταλαντωτών έχει αντίθετη φάση. Επομένως, είναι φανερό ότι, οι δύο ταλαντωτές μπορούν να συνυπάρξουν μόνο στην περίπτωση που συγχρονιστούν, ώστε η διαφορική φάση εξόδου του ενός να έχει διαφορά 90° , από τη διαφορική φάση του σήματος εξόδου του άλλου.



Σχήμα 4.2: Κυκλωματικό διάγραμμα NMOS cross-coupled Q-VCO.

4.2 Τοπολογίες Τετραφασικών Ταλαντωτών Ελεγχόμενων από Τάση

Είναι δυνατή η κατηγοριοποίηση των τετραφασικών ταλαντωτών σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Στη πρώτη κατηγορία, οι δεύτερες αρμονικές των δύο πανομοιότυπων ταλαντωτών είναι σε σύζευξη με διαφορά φάσης 180° , η οποία οδηγεί σε 90° διαφορά φάσης μεταξύ των θεμελιωδών τόνων των δύο ταλαντωτών. Στις περισσότερες των περιπτώσεων, η σύζευξη των δύο VCO σε αυτή τη κατηγορία γίνεται μέσω παθητικών στοιχείων. Η δεύτερη κατηγορία και η πιο συνηθισμένη, όπου έγινε αναφορά στην προηγούμενη ενότητα, χρησιμοποιεί δύο σταυρωτά συζευγμένους LC-VCO σε αντι-φάση χρησιμοποιώντας για την μεταξύ τους σύζευξη, τρανζίστορ σε σειρά ή παράλληλα με αυτά της αρνητικής αντίστασης των δύο VCO που ισοσταθμίζουν τις απώλειες του LC δικτυώματος.

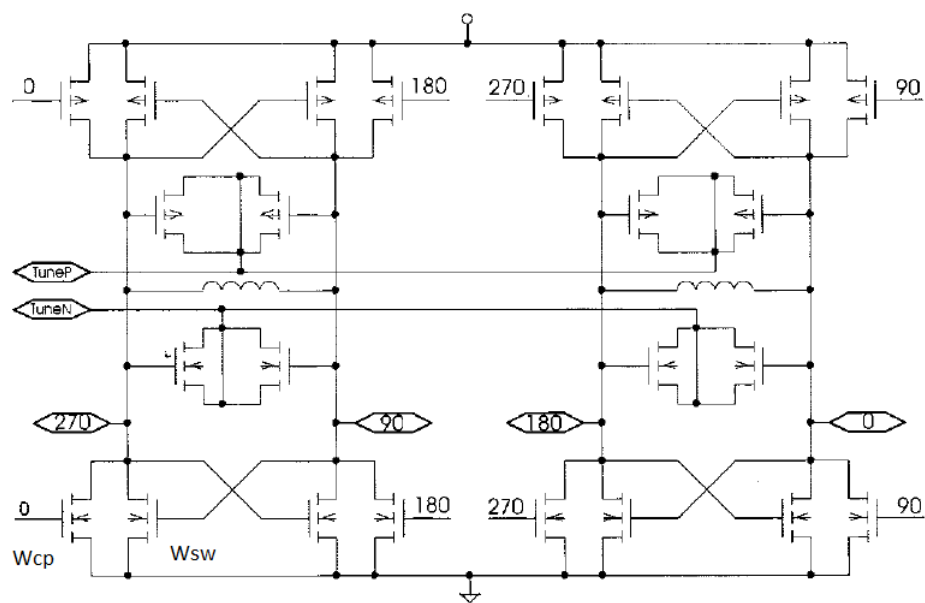
Ο κύριος στόχος κάθε τοπολογίας είναι η επίτευξη χαμηλού θορύβου φάσης σε όλο το εύρος λειτουργίας του τετραφασικού ταλαντωτή. Ένα σημαντικό ζήτημα που προκύπτει στους τετραφασικούς ταλαντωτές, που ήταν αμελητέο στους απλούς VCO, είναι το λάθος φάσης (phase error), δηλαδή το σφάλμα που οφείλεται στην γέννηση των τετραφασικών σημάτων λόγω των απωλειών στην σύζευξη των δύο VCO. Συνήθως, αυτά τα δύο χαρακτηριστικά μεγέθη έρχονται σε αντίθεση μεταξύ τους και έτσι όλες οι τοπολογίες που έχουν προταθεί, επικεντρώνονται στην προσπάθεια μείωσης του trade-off μεταξύ του phase noise και του phase error. Φυσικά, παράλληλα με αυτές τις χαρακτηριστικές παραμέτρους, ένας άλλος σημαντικός στόχος κάθε υλοποίησης είναι η χαμηλή κατανάλωση ισχύος.

4.2.1 Quadrature-VCO Διασταυρωμένης Σύζευξης

Η τοπολογία του Σχ. 4.2, είναι η πιο σύνηθες και απλή τοπολογία ενός παράλληλου Quadrature-VCO διασταυρωμένης σύζευξης. Η αρνητική αντίσταση που παράγεται από τα NMOS cross-coupled τρανζίστορ δεν είναι αρκετή ιδιαίτερα σε υψηλότερες συχνότητες και για αυτό το λόγο χρησιμοποιείται πηγή ρεύματος για την αύξηση της. Η πηγή ρεύματος

όμως αυξάνει κατά μεγάλο ποσοστό τα επίπεδα θορύβου και οδηγεί σε μη ικανοποιητικά αποτελέσματα όσων αναφορά το phase noise.

Μια ικανοποιητική λύση, που προτάθηκε από τον M. Tiebout [12] Σχ. 4.3, είναι η δημιουργία του Q-VCO διασταυρωμένης σύζευξης χρησιμοποιώντας CMOS VCO. Με αυτό το τρόπο, η αρνητική αντίσταση που δημιουργείται για την έναρξη της ταλάντωσης του κάθε VCO είναι αρκετή και έτσι, αποφεύγεται η πηγή ρεύματος που οδηγεί σε μεγάλα επίπεδα θορύβου. Με στοχευμένη σχεδίαση ως προς την βελτιστοποίηση του παράγοντα ποιότητας του LC δικτύωματος και τεχνικές για χαμηλότερη κατανάλωση, επιτυγχάνονται αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα.



Σχήμα 4.3: Κυκλωματικό διάγραμμα CMOS cross-coupled Parallel Q-VCO.

Η παράλειψη της πηγής ρεύματος έχει μερικά ακόμη πλεονεκτήματα. Όπως προαναφέρθηκε, εξαλείφει μια σημαντική πηγή θορύβου φάσεως και μεγιστοποιεί το σήμα εξόδου. Όπως όλα τα VCO-core τρανζίστορ που τοποθετούνται σε μια gigahertz-switching κατάσταση πόλωσης, οι όροι του θορύβου τρεμοπαίγματος μειώνονται κατά περίπου 10 dB. Το κύριο μειονέκτημα της παράλειψης της πηγής ρεύματος είναι η αυξημένη ευαισθησία στην τροφοδοσία. Αυτό το φαινόμενο μπορεί να μειωθεί με την ενσωμάτωση ενός ρυθμιστή τάσης. Αυτή η τοπολογία μπορεί να επανασχεδιαστεί με συνδυασμό δύο ψηφιακών μετατροπών και ενός LC δικτύωματος. Άλλα πιθανά μειονεκτήματα αυτής της πολύ ψηφιακής δομής είναι η αυξημένη φασματική ακαθαρσία του σήματος του ταλαντωτή και οι λιγότερο συμμετρικές κυματομορφές εξόδου, με αποτέλεσμα την αύξηση της μετατροπής του θορύβου τρεμοπαίγματος flicker noise. Και τα δύο αποτελέσματα μπορεί να μειωθούν από το ζωνοπερατό χαρακτηριστικό μιας καλά σχεδιασμένης δεξαμενής συντονισμού.

Με αφορμή τη σχεδίαση για χαμηλότερη κατανάλωση ενέργειας, είναι δυνατόν να εκφραστεί η κατανάλωση ενέργειας στο LC δίκτυωμα ως,

$$P_{loss} = RC^2 \omega_c^2 V_{peak}^2 = \frac{R}{L^2 \omega_c^2} V_{peak}^2 \quad (4.1)$$

Δεδομένου ότι η κατανάλωση ενέργειας ενός VCO πρέπει να ισοσταθμίζει τουλάχιστον τις απώλειες στη δεξαμενή, η εξίσωση (4.1) οδηγεί σε κάποια ενδιαφέροντα συμπεράσματα για την κατανάλωση ενέργειας του κάθε LC-VCO.

- Δεν αποτελεί έκπληξη το γεγονός ότι η απώλεια ισχύος μειώνεται γραμμικά για μικρότερες αντιστάσεις εν σειρά στη δεξαμενή συντονισμού. Παρατηρείται ακόμη πώς, για κάποια δεδομένη αναπόφευκτη αντίσταση εν σειρά με το πηνίο, εξακολουθεί να υπάρχει σχετική ελευθερία στην αύξηση της αυτεπαγωγής, προκειμένου να μειωθεί η απώλεια ισχύος.
- Συνήθως η συχνότητα της ταλάντωσης προσδιορίζεται αρχικά και δεν μπορεί να αλλάξει. Στην περίπτωση αυτή, η εξ. (4.1) δείχνει σαφώς ότι η κατανάλωση ενέργειας μειώνεται τετραγωνικά, εάν η αυτεπαγωγή του LC δικτυώματος μπορεί να αυξηθεί. Μετρήσεις (και προσομοιώσεις) σε διάφορα πλήρως ενσωματωμένα LC-VCO, χρησιμοποιώντας την τοπολογία του Σχ. 4.3, δείχνουν μια μείωση της κατανάλωσης ρεύματος όταν είναι συντονισμένα σε υψηλότερες συχνότητες.

Με στόχο την σχεδίαση για χαμηλότερο θόρυβο φάσης, είναι αρκετά χρήσιμη η ευριστική έκφραση του μοντέλου του Leeson για το phase noise στα LC VCO,

$$S_{SSB} = F \frac{kT}{2P_{sig}} \frac{\omega_c^2}{Q^2 \Delta \omega^2} \quad (4.2)$$

όπου, Q είναι ο παράγοντας ποιότητας της δεξαμενής, $\Delta \omega = 2\pi \Delta f$ είναι η αντιστάθιση της γωνιακής συχνότητας, και F ονομάζεται ο υπερβαίνων παράγοντας θορύβου ή απλά παράγοντας του θορύβου. Η εξίσωση (4.2) δείχνει ότι ένας προφανής τρόπος για να μειωθεί ο θόρυβος φάσης είναι να αυξηθεί ο όρος $P_{sig} \propto V_{peak}^2$. Καθώς το Q υψώνεται στο τετράγωνο, η εξ. (4.2) δείχνει ότι ο πιο αποτελεσματικός τρόπος για τη μείωση του θορύβου φάσης είναι η χρήση ενός LC δικτυώματος με υψηλότερο παράγοντα ποιότητας Q . Σύμφωνα με τα κριτήρια ταλάντωσης του Barkhausen, ο ορισμός της σταθερότητας της φάσης για το Q φαίνεται να είναι ο πλέον κατάλληλος για την εφαρμογή του ταλαντωτή. Ο συντελεστής ποιότητας της σταθερότητας φάσης ορίζεται ως,

$$Q_{PS} = -\frac{\omega_c}{2} \frac{d\Phi}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (4.3)$$

Γνωρίζοντας ότι, $\phi = 0$ στην συχνότητα συντονισμού, το Q_{PS} για το LC δικτύωμα μπορεί να γίνει,

$$Q_{PS} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.4)$$

ή αλλιώς,

$$Q_{PS} = \frac{L}{R}\omega_c \quad (4.5)$$

Μια υψηλότερη τιμή στον λόγο $\frac{L}{C}$ οδηγεί στο πεδίο της φάσης σε μια πιο απότομη μείωση της φάσης, ή σε μια δεξαμενή που απορρίπτει ισχυρότερα την απόκλιση της φάσης. Υψηλότερες τιμές του λόγου $\frac{L}{C}$ αντιστοιχούν σε μικρότερα ζωνοπερατά φίλτρα, ή πιο επιλεκτικά φίλτρα. Στην πράξη, καθορίζεται ένα ανώτερο όριο για το λόγο αυτό από το απαιτούμενο εύρος ρύθμισης της συχνότητας. Το ελάχιστο εύρος συντονισμού καθορίζεται από το συνδυασμό του εύρους συχνοτήτων με τις ανοχές των εξαρτημάτων του VCO.

Αντικαθιστώντας την εξ. (4.5) στην εξ. (4.2) προκύπτει,

$$S_{SSB} = F \frac{kT}{2P_{sig}} \frac{R^2}{L^2 \Delta\omega^2} = F \frac{kT}{V_{peak}^2} \frac{R^2}{L^2 \Delta\omega^2} \quad (4.6)$$

Είναι αξιοσημείωτο ότι ο θόρυβος φάσης δεν εξαρτάται από τη γωνιακή συχνότητα ω_c , ή ο θορύβος φάσης κατά το εύρος συντονισμού θα πρέπει να είναι σταθερός, αν η τάση V_{peak} μπορεί να διατηρηθεί σταθερή μέσω ενός μηχανισμού ελέγχου του πλάτους. Η εξίσωση (4.6) οδηγεί σε μια πολύ διαφορετική προσέγγιση όσον αναφορά το δικτύωμα συντονισμού, σε σύγκριση με την πιο σύνθητες άποψη ότι ο θορύβος φάσης εξαρτάται μόνο από την αποτελεσματική αντίσταση της δεξαμενής. Η εξίσωση (4.6) δείχνει σαφώς ότι, παρά τις αναπόφευκτες υψηλές εν σειρά αντιστάσεις στις τυποποιημένες διαδικασίες CMOS, ο θόρυβος φάσης μπορεί ακόμα να βελτιστοποιηθεί περαιτέρω.

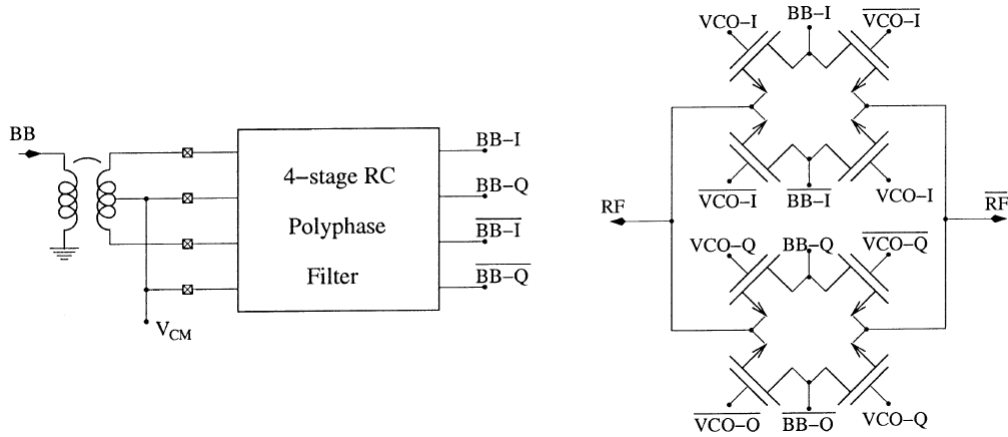
Τα συμπεράσματα που προκύπτουν από την σχεδίαση για χαμηλή κατανάλωση ενέργειας και χαμηλό θόρυβο φάσης συνοψίζονται στον πίνακα 4.1.

	low power	low phase noise
L	maximize	maximize
C	maximize	minimize
R	minimize	minimize
Amplitude	maximize	minimize

Πίνακας 4.1: Συγκεντρωτικός πίνακας βελτιστοποίησης θορύβου φάσης και κατανάλωσης ισχύος.

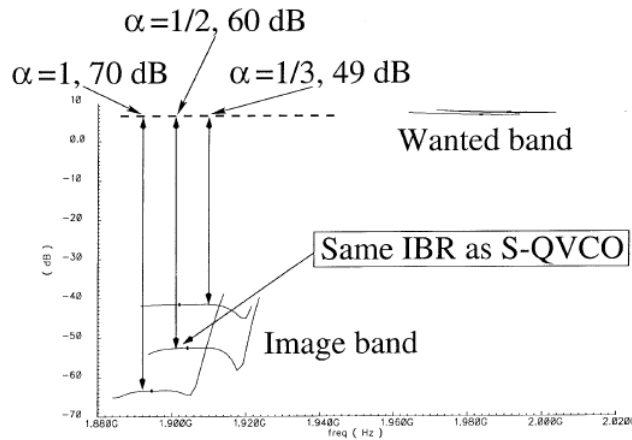
Το ζήτημα του πώς οι χαρακτηριστικές παράμετροι δύο διαφορετικών Q-VCO μπορεί να συγκριθούν με δίκαιο και ουσιαστικό τρόπο είναι ασήμαντο όπως μπορεί να φαίνεται εκ πρώτης όψεως, δεδομένου ότι τα δύο στοιχεία που πληρούν τις προϋποθέσεις για ένα Q-VCO, τα οποία είναι, ο θόρυβος φάσης και το σφάλμα φάσης, δεν είναι σε γενικές γραμμές ανεξάρτητες μεταξύ τους. Ειδικότερα, στην περίπτωση του P-QVCO, όπου τόσο ο θόρυβος φάσης όσο και το σφάλμα φάσης είναι ισχυρά εξαρτώμενα του α , που ορίζεται ως ο λόγος του πλάτους (width) του τρανζίστορ σύζευξης με το πλάτος του core cross-coupled τρανζίστορ του VCO (υποθέτοντας βέβαια ότι τα δύο τρανζίστορ έχουν το ίδιο μήκος, Σχ. 4.3),

$$\alpha = \frac{W_{cp}}{W_{sw}} \quad (4.7)$$



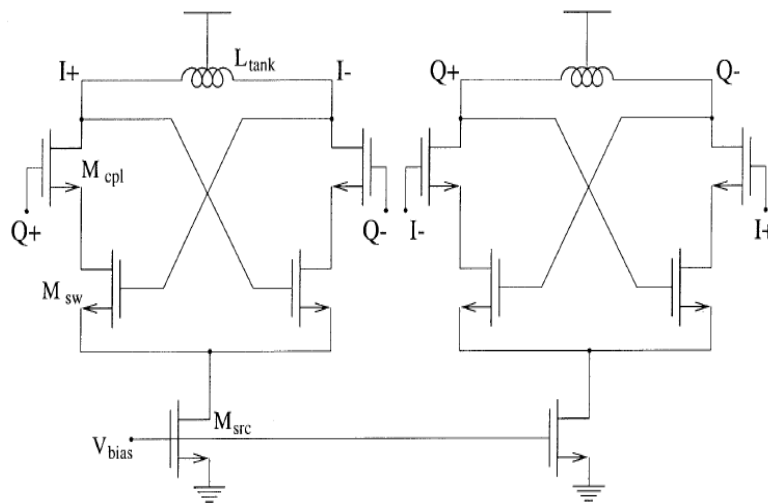
Σχήμα 4.4: Κυκλωματικό διάγραμμα αρχιτεκτονικής απόρριψης εικόνας [11] (το Q-VCO δεν φαίνεται).

Για να αναδειχθεί πώς το σφάλμα φάσης ποικίλλει ανάλογα με το α , χρησιμοποιείται το κύκλωμα μονοπλευρικής μετατροπής single-sideband upconversion circuit (SSB) [11] του Σχ. 4.4, έτσι ώστε το συνολικό σφάλμα φάσης και πλάτους μεταξύ των φάσεων, που είναι αρκετά δύσκολο να μετρηθεί απένευθιάς με αξιόπιστο τρόπο, μετατρέπεται στον λόγο της επιθυμητής επαυξημένης ζώνης προς την ανεπιθύμητη ζώνη Image Band Rejection (IBR). Στην περίπτωση του P-QVCO, μια αναντιστοιχία του 0,1% μεταξύ των πηνίων στο LC δικτύωμα, οδηγεί σε μια τιμή των 70dB για $\alpha = 1$, το οποίο μειώνεται στα 60dB για $\alpha = \frac{1}{2}$ και περαιτέρω στα 49dB για $\alpha = \frac{1}{3}$ (Σχ. 4.5). Γίνεται έτσι σαφές πως, το σφάλμα φάσης παίρνει γρήγορα μεγαλύτερες τιμές όταν η σύζευξη μεταξύ των δύο VCO στο P-QVCO αποδυναμώνεται από τη μείωση του α . Από την άλλη πλευρά, ο θόρυβος φάσης, βελτιώνεται σημαντικά με τη μείωση αυτή. Έτσι, είναι εύκολο να βελτιωθεί το phase noise του P-QVCO σε βάρος του phase error. Μια λογική τιμή για τον λόγο α , όπως παρουσιάστηκε από τον Tiebout [12], που παρουσιάζει αρκετά χαμηλό θόρυβο φάσης και σχετικά μικρό λάθος φάσης, είναι $\alpha = \frac{1}{3}$.



Σχήμα 4.5: Το IBR για το P-QVCO για διαφορετικές τιμές του α .

Μια άλλη τοπολογία τετραφασικών ταλαντωτών διασταυρωμένης σύζευξης καλείται Series-QVCO (S-QVCO). Σε αυτή την τοπολογία, τα τρανζίστορ που είναι υπεύθυνα για την σύζευξη μεταξύ των δύο VCO τοποθετούνται παράλληλα στα core cross-coupled τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.6. Το πλεονέκτημα του S-QVCO είναι ότι το λάθος φάσης που εμφανίζεται από την σύζευξη των δύο VCO, είναι σχεδόν ανεξάρτητο του λόγου α , πράγμα που δεν ισχύει όπως προαναφέρθηκε στο P-QVCO. Το λάθος φάσης σε αυτή την περίπτωση εξαρτάται σχεδόν εξ' ολοκλήρου από τις αναντιστοιχίες (mismatches) των στοιχείων των VCO. Ακόμη, η τοπολογία αυτή παρουσιάζει ικανοποιητικά αποτελέσματα όσον αφορά το θόρυβο φάσης σε ίδια επίπεδα με αυτά του P-QVCO.



Σχήμα 4.6: Κυκλωματικό διάγραμμα S-QVCO [11].

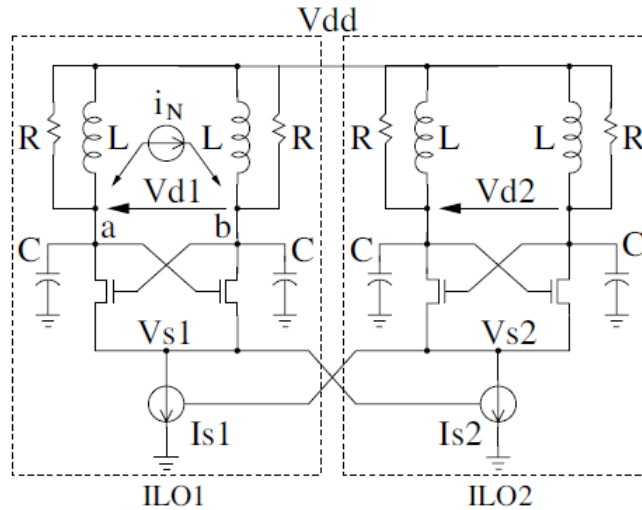
Δεδομένου, όπως αναφέρθηκε, ότι ο θόρυβος φάσης και το σφάλμα φάσης γενικά δεν είναι ανεξάρτητα (και μπορούν να ανταλλάσσονται στο P-QVCO), δεν είναι αρκετό να συγκριθεί μόνο η φάση θορύβου μεταξύ διαφορετικών Q-VCO. Εάν είναι δυνατόν, ο θόρυβος φάσης θα πρέπει να συγκρίνεται όταν το ίδιο επίπεδο αναντιστοιχίας (mismatches) στα στοιχεία του, προκαλεί το ίδιο σφάλμα φάσης. Αυτό είναι σίγουρα εφικτό κατά τη σύγκριση του P-QVCO και S-QVCO, δεδομένου ότι το σφάλμα φάσης στο P-QVCO μπορεί να ρυθμιστεί με την τιμή του λόγου α (εξ. 4.7). Στην περίπτωση του S-QVCO, αντιθέτως, το σφάλμα φάσης είναι σχεδόν ανεξάρτητο για όλες τις τιμές του α . Αυτό σημαίνει ότι, ενώ μπορούμε να επιλέξουμε την τιμή του α για το οποίο ελαχιστοποιείται ο θόρυβος φάσης, ενώ το σφάλμα φάσης δεν μπορεί να βελτιωθεί με ανταλλαγή ενός υψηλότερου θορύβου φάσης. Στην περίπτωση αυτή, το σφάλμα φάσης ενεργεί περισσότερο σαν μια σχεδιαστική σταθερά (εξαρτώμενη φυσικά από την πραγματική αναντιστοιχία μεταξύ των αντίστοιχων ιδανικών πανομοιότυπων δομικών στοιχείων), εφόσον έχει επιλεγεί η αρχιτεκτονική του Q-VCO. Στη περίπτωση του S-QVCO, υποθέτοντας πάλι μια αναντιστοιχία κατά 0,1% στο LC δικτύωμα, το εφικτό IBR είναι 60dB, δηλαδή, περίπου το ίδιο IBR εμφανίζεται από το P-QVCO όταν $\alpha = \frac{1}{2}$ (Σχ. 4.5). Ακόμη, αν συγκριθεί ο θόρυβος φάσης που εμφανίζεται από το P-QVCO και το S-QVCO, όταν και οι δύο QVCO έχουν το ίδιο IBR, κεντρική συχνότητα, και κατανάλωση ενέργειας, παρατηρείται

τάσεις V_{S1} και V_{S2} είναι σε φάση, δεν ρέει ac ρεύμα στα πηνία της ουράς, και έτσι ο ταλαντωτής βρίσκεται υπό καθεστώς περιορισμένης τάσης αφού η τάση υποδοχής των τρανζίστορ δεν μπορεί να είναι μικρότερη από την τάση της πηγής τους αφού αυτό θα αντιστρέψει την ροή του ρεύματος. Αυτό σημαίνει ότι οι τάσεις V_1 και V_3 ταλαντώνονται και αυτές σε φάση. Αυτή η κατάσταση του κυκλώματος, αναφέρεται ως even mode.

Από τη στιγμή που το ενδιαφέρον έγκειται στη δημιουργία ταλαντώσεων σε τετράφαση, θα πρέπει να επιλεγεί το odd mode του ταλαντωτή. Αυτό συμβαίνει αυτόματα αν οι συζευγμένοι ταλαντωτές οδηγούνται σε υψηλά ρεύματα πόλωσης. Σε αυτή την κατάσταση, το even-mode κύκλωμα λειτουργεί σε καθεστώς μερικής τάσης, ενώ το αντίστοιχο odd-mode κύκλωμα λειτουργεί σε περιορισμένο καθεστώς ρεύματος. Ως εκ τούτου, το πλάτος του even-mode είναι μικρότερο από το πλάτος του odd-mode κυκλώματος. Ο μη γραμμικός βρόγχος επιλέγει την λειτουργία με την υψηλότερη σε πλάτος ταλάντωση και στην πραγματικότητα, όπως δείχνουν και οι προσομοιώσεις [20], μόνο το odd-mode επικρατεί.

Μια διαφορετική τεχνική που χρησιμοποιείται για την δημιουργία τετραφασικού ταλαντωτή, επιτυγχάνει την σύζευξη των δύο VCO μέσω της αρμονικής δεύτερης τάξης, όπου πραγματοποιείται με άμεση σύνδεση δύο πανομοιότυπων κλειδωμένων LC-VCO, διαμέσου πηγών ρεύματος ελεγχόμενες από τάση [25]. Το συγκεκριμένο κύκλωμα, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.8, αποτελείται από δύο LC-LC) σταυρωτά συζευγμένα μέσω των πηγών ρεύματος I_{s1} και I_{s2} . Υποθέτοντας ότι το ρεύμα I_s είναι το άθροισμα ενός όρου πόλωσης I_{s0} και ενός ημιτονοειδούς όρου σε συχνότητα 2ω ,

$$I_s(t) = I_{s0} + I_{sm} \cos(2\omega t + \theta_{Is}) \quad (4.8)$$



Σχήμα 4.8: Quadrature-VCO αρμονικής σύζευξης [25].

Όταν επιτυγχάνεται η κατάσταση κλειδώματος, η τάση $V_d = V_a - V_b$ είναι περιοδική συνάρτηση του ω . Υποθέτοντας ότι το διαφορικό ζεύγος συμπεριφέρεται ως ιδανικό οδηγούμενο ρεύμα, ισχύει,

$$I_d = I_a - I_b = -\text{sgn}(V_d)I_s \quad (4.9)$$

Από την διαφορά των ρευμάτων στους κόμβους a και b και χρησιμοποιώντας την εξ. (4.9), προκύπτει,

$$\begin{cases} C\dot{V}_d = \text{sgn}(V_d)I_s + I_{Ld} - \frac{V_d}{R} \\ LI_{Ld} = -V_d \end{cases} \quad (4.10)$$

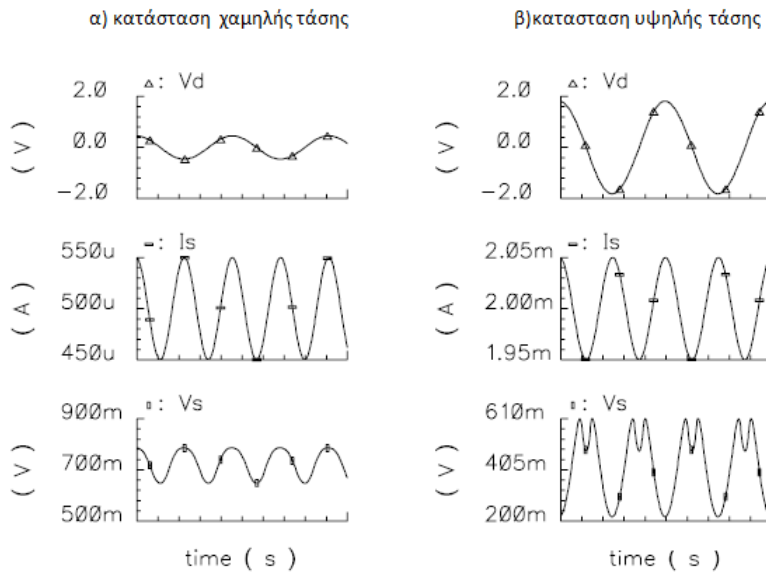
όπου $I_{Ld} = I_{La} - I_{Lb}$ είναι το ρεύμα του διαφορικού πηνίου.

Μια προσεγγιστική λύση βάσει της πρώτης αρμονικής είναι $V_d = V_{dm} \cos(\omega t + \theta_d)$. Για την περίπτωση όπου $\omega = \omega_0 \equiv \frac{1}{\sqrt{LC}}$, προκύπτουν οι λύσεις,

$$\begin{cases} \theta_d = \frac{\theta_{Is}}{2} + k\pi, & k = 0, 1 \\ V_{dm} = R(A_1 I_{s0} + \frac{I_{sm}}{2}(A_1 + A_3)) \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\begin{cases} \theta_d = \frac{\theta_{Is}}{2} + \frac{\pi}{2} + k\pi, & k = 0, 1 \\ V_{dm} = R(A_1 I_{s0} - \frac{I_{sm}}{2}(A_1 + A_3)) \end{cases} \quad (4.12)$$

όπου $A_1 = \frac{4}{\pi}$ και $A_3 = -\frac{4}{3\pi}$ είναι οι δύο πρώτοι συντελεστές της σειράς Fourier της συνάρτησης $\text{sgn}(V_d)$. Οι λύσεις (4.11) και (4.12), όπως φαίνεται, έχουν διαφορετικά πλάτη και διαφορά φάσης $\frac{\pi}{2}$. Στις εξισώσεις (4.11) (ή 4.12), τα θετικά (ή αρνητικά) μέγιστα του I_s αντιστοιχούν στα μέγιστα της V_d .



Σχήμα 4.9: Καταστάσεις Q-VCO αρμονικής σύζευξης στη συχνότητα συντονισμού.

Ανάλογα με την τιμή του ρεύματος I_{s0} , είναι δυνατές δύο καταστάσεις για τις λύσεις (4.11) και (4.12), όπως φαίνεται στο Σχ. 4.9,

- κατάσταση χαμηλής τάσης (χαμηλό ρεύμα πόλωσης I_{s0}): τα τρανζίστορ λειτουργούν , σχεδόν συνέχεια, στον κορεσμό. Ο θεμελιώδης τόνος της V_s σε συχνότητα $2\omega_0$ έχει τις θετικές κορυφές ευθυγραμμισμένες με τις κορυφές της V_d . Για την λύση των εξ. (4.11), το I_s και ο θεμελιώδης τόνος της V_s βρίσκονται σε φάση ενώ η λύση των εξ. (4.12) είναι σε αντίθετη φάση. Συνεπώς οι δύο ταλαντωτές λειτουργούν σε ίδια φάση.
- κατάσταση υψηλής τάσης (μετρίως υψηλό ρεύμα πόλωσης I_{s0}): τα τρανζίστορ εισέρχονται σε βαθιά γραμμική περιοχή. Ο θεμελιώδης τόνος της V_s βρίσκεται σε συχνότητα $2\omega_0$ και έχει τις θετικές κορυφές του ευθυγραμμισμένες με τα μηδενικά της V_d . Για την λύση των εξ. (4.11), το I_s και ο θεμελιώδης τόνος της V_s είναι σε αντίθετη φάση, ενώ η λύση των εξ. (4.12) βρίσκεται σε φάση. Συνεπώς, εφόσον τα I_{s1}, V_{s1} και τα I_{s2}, V_{s2} βρίσκονται σε αντίθεση, οι δύο VCO ταλαντώνουν σε τετράφαση.

Κεφάλαιο 5

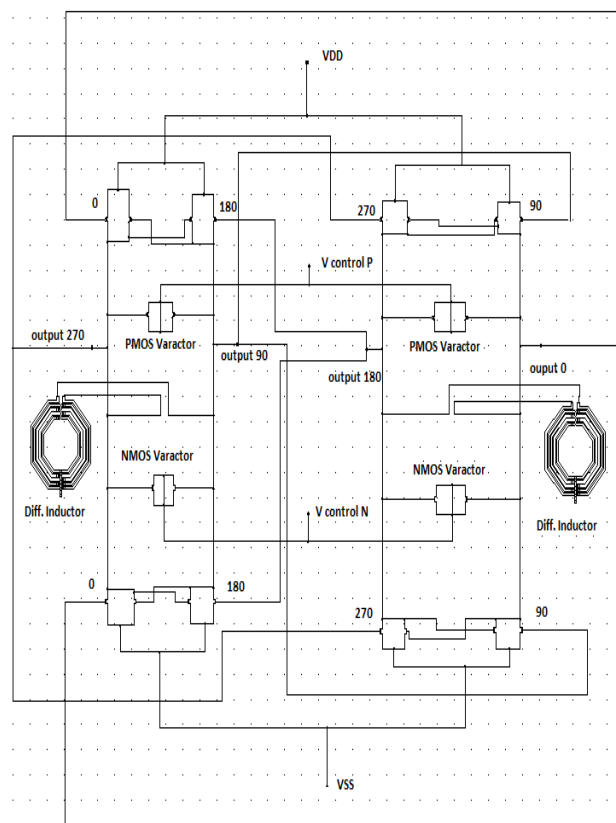
Υλοποίηση Quadrature-VCO σε συχνότητα των 2.5 GHz και 6 GHz

5.1 Quadrature-VCO στη Συχνότητα των 2.5 GHz

Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας σχεδιάστηκε ένας Quadrature-VCO στα 2.5 GHz σε τεχνολογία CMOS των 40nm της Global Foundries με τάση τροφοδοσίας στα 1.25 Volt. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του Virtuoso της Cadence. Οι προσομοιώσεις του κυκλώματος έγιναν στο ADE L του Virtuoso και ο προσομοιωτής που χρησιμοποιήθηκε είναι ο Spectre.

Η τοπολογία που επιλέχθηκε για την υλοποίηση του Quadrature-VCO είναι αυτής της παράλληλης διασταυρωμένης σύζευξης. Το κάθε VCO είναι σε τοπολογία CMOS cross-coupled. Το συνολικό κύκλωμα που υλοποιήθηκε φαίνεται στο Σχ. 5.1. Επίσης, για την υλοποίηση του LC δικτυώματος του ταλαντωτή χρησιμοποιήθηκαν NMOS και PMOS varactors και δύο οκταγωνικά διαφορικά πηνία με μεσαία λήψη.

Πιο αναλυτικά παραθέτονται στις επόμενες ενότητες τόσο τα ενεργά όσο και τα παθητικά στοιχεία του τετραφασικού ταλαντωτή και οι προσομοιώσεις και υπολογισμοί που διέπουν την λειτουργία τους.



Σχήμα 5.1: Κυκλωματικό Διάγραμμα του Q-VCO στο Cadence.

Στο παραπάνω σχηματικό περιέχονται τα εξής ενεργά και παθητικά στοιχεία:

Στοιχεία	Περιγραφή	Ποσότητα	Βιβλιοθήκη
nch	NMOS τρανζίστορ	12	c40fla
pch	PMOS τρανζίστορ	12	c40fla
inductor4n	Διαφορικό Πηνίο	2	mylib
hsupCell	Υψηλή Τροφοδοσία	1	ifxbasic
lsupCell	Χαμηλή Τροφοδοσία	1	ifxbasic

Πίνακας 5.1: Συγκεντρωτικός πίνακας ενεργών και παθητικών στοιχείων Q-VCO.

5.1.1 Ενεργά στοιχεία

Τα ενεργά στοιχεία του κυκλώματος αποτελούνται από τα σταυρωτά συζευγμένα τρανζίστορ του κάθε VCO και από τα τρανζίστορ που είναι παράλληλα σε αυτά και χρησιμοποιούνται για την σύζευξη των δύο VCO (PMOS και NMOS), όπως φαίνεται στο κυκλωματικό διάγραμμα του Σχ. 5.1. Επιλέχθηκε το ίδιο μήκος καναλιού σε όλα τα τρανζίστορ του κυκλώματος, καθώς σε διαφορετική περίπτωση μη πανομοιότυπα συζευγμένα VCO θα απέδιδαν

λάθη στη φάση και στο πλάτος του συνολικού κυκλώματος. Ακόμη, επιλέχθηκε μεγάλο μήκος καναλιού για να επιτευχθεί χαμηλός θόρυβος φάσης καθώς όσο πιο μεγάλο είναι το length του τρανζίστορ τόσο μικρότερα επίπεδα λευκού θορύβου επιτυγχάνονται.

Το πλάτος (width) των ενεργών στοιχείων είναι επίσης μια σημαντική παράμετρος στη σχεδίαση του Quadrature-VCO. Είναι σημαντικό για την επίτευξη χαμηλού θορύβου φάσης να δημιουργηθεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερο πλάτος ταλάντωσης. Για να συμβεί αυτό, πρέπει να αυξηθούν όσο περισσότερο γίνεται τα πλάτη των PMOS cross-coupled τρανζίστορ και να μειωθούν τα πλάτη των NMOS cross-coupled τρανζίστορ σε βαθμό τέτοιο, όμως, ώστε να επιτυχθεί η επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης αλλά και παρέχουν τα τρανζίστορ ικανή αρνητική αντίσταση για την ταλάντωση του συστήματος.

Ένα ακόμη σημαντικό σημείο είναι το μέγεθος των τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται για την παράλληλη σύζευξη των δύο ταλαντωτών. Όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 4, ο λόγος των πλατών των core τρανζίστορ του τετραφασικού ταλαντωτή με αυτών των παράλληλων τρανζίστορ δημιουργεί ένα trade-off μεταξύ του θορύβου φάσης και του λάθους φάσης του συστήματος. Στην παρούσα υλοποίηση, κύριος στόχος είναι η επίτευξη χαμηλού θορύβου φάσης και έτσι τα παράλληλα τρανζίστορ σύζευξης επιλέχθηκαν με όσο το δυνατό χαμηλότερο πλάτος, τέτοιο όμως ώστε να μην επηρεάζει την ταλάντωση του κυκλώματος.

Στον παρακάτω πίνακα φαίνεται αναλυτικά η διαστασιολόγηση των ενεργών στοιχείων του ταλαντωτή. Το μήκος του καναλιού παραλείπεται καθώς είναι το ίδιο σε όλα τα στοιχεία και ίσο με,

$$Length = 700nm \quad (5.1)$$

Στοιχείο	Width	Number of Fingers
Core NMOS	10 μm	20
Parallel NMOS	2 μm	2
Core PMOS	40 μm	40
Parallel PMOS	2 μm	2

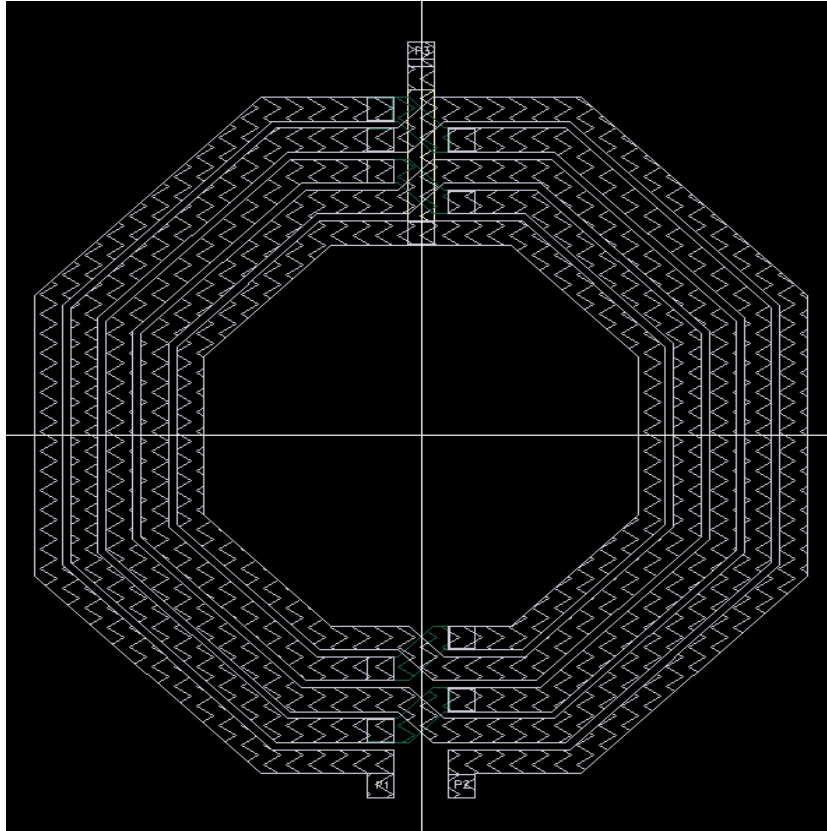
Πίνακας 5.2: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης ενεργών στοιχείων.

5.1.2 Οκταγωνικό Διαφορικό Πηνίο

Για την επαγωγή του LC δικτυώματος σχεδιάστηκε ένα διαφορικό οκταγωνικό πηνίο με μεσαία λήψη. Όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 4.2.1, για την επίτευξη όσο το δυνατόν μικρότερου θορύβου φάσης θα πρέπει τα παθητικά στοιχεία να έχουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας και με βάση την εξ. (4.4) μεγαλύτερο λόγο $\frac{L}{C}$. Συνεπώς, είναι επιθυμητή η σχεδίαση πηνίου με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη επαγωγή χωρίς να ξεπερνάει ένα απαιτούμενο ανώτατο όριο για την ρύθμιση της συχνότητας. Το πηνίο που σχεδιάστηκε έχει επαγωγή ίση με 4.2 nH. Η παρασιτική χωρητικότητα που προσθέτουν τα συζευγμένα τρανζίστορ του VCO δεν αφήνουν την δυνατότητα ενός ακριβή υπολογισμού της επαγωγής

που χρειάζεται για να πετύχουμε την επιθυμητή συχνότητα των 2.5 GHz. Παρόλα αυτά όμως, αυξομειώνοντας τα μεγέθη των τρανζίστορ του VCO όσο και αυτά των Varactors είναι εφικτό να επιτευχθεί το επιθυμητό εύρος συντονισμού. Ακόμη, τα πηνία σχεδιάστηκαν σε οκταγωνική μορφή διότι παρουσιάζουν μεγαλύτερο συνετελεστή ποιότητας.

Η φυσική μορφή του πηνίου σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του εργαλείου PCD - Passive Component Designer και φαίνεται στο σχήμα 5.2. Οι σπείρες του πηνίου δημιουργήθηκαν με το πιο παχύ μέταλλο της τεχνολογίας 3A, ενώ οι γέφυρες των σπειρών και η μεσαία λήψη στα αμέσως επόμενα σε πάχος μέταλλα FA και BA αντίστοιχα.



Σχήμα 5.2: Layout Διαφορικού Πηνίου.

Οι διαστάσεις του διαφορικού πηνίου εμφανίζονται στον παρακάτω συγκεντρωτικό πίνακα.

Παράμετρος	Τιμή
Αριθμός Σπειρών	5
Πλάτος Μετάλλου	10 μm
Απόσταση Σπειρών	3 μm
Εσωτερική Διάμετρος	160 μm
Εξωτερική Διάμετρος	284 μm

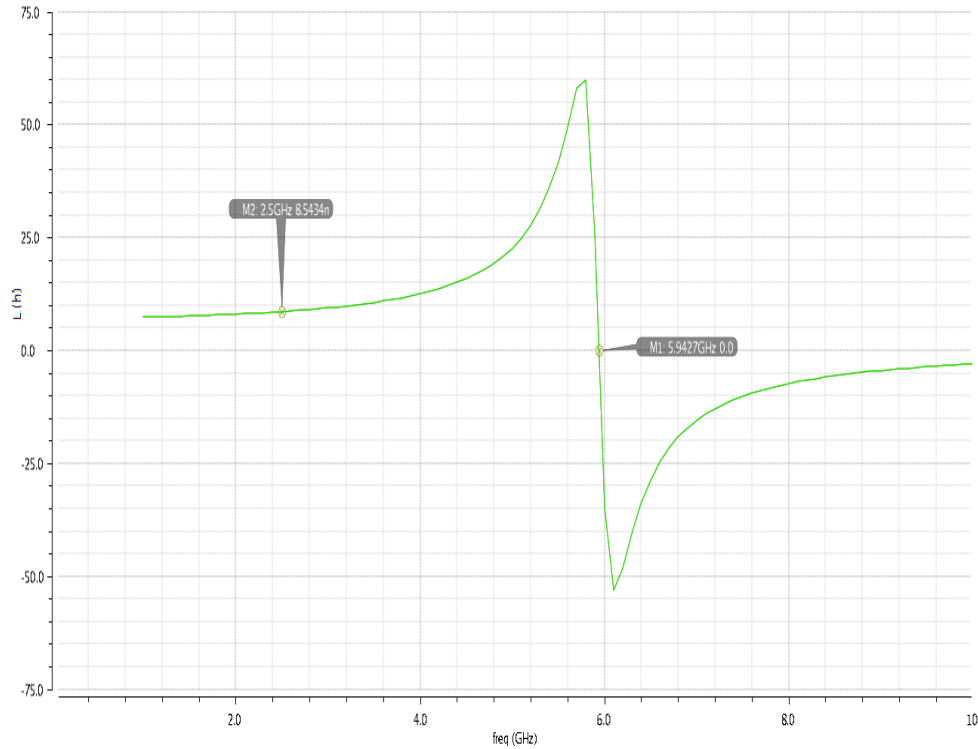
Πίνακας 5.3: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης πηνίου.

Με την βοήθεια του εργαλείου Sonnet EM Simulator πραγματοποιήθηκε η ηλεκτρομα-

γνητική προσομοίωση του πηνίου για την εξαγωγή του κυκλωματικού ισοδύναμου και των διαγραμμάτων για την επαγωγή (L) και τον συντελεστή ποιότητας (Q). Πραγματοποιώντας SP analysis στο Cadence στο κυκλωματικό ισοδύναμο του διαφορικού πηνίου, παρήχθησαν τα προαναφερθέντα διαγράμματα μέσω των παρακάτω συναρτήσεων,

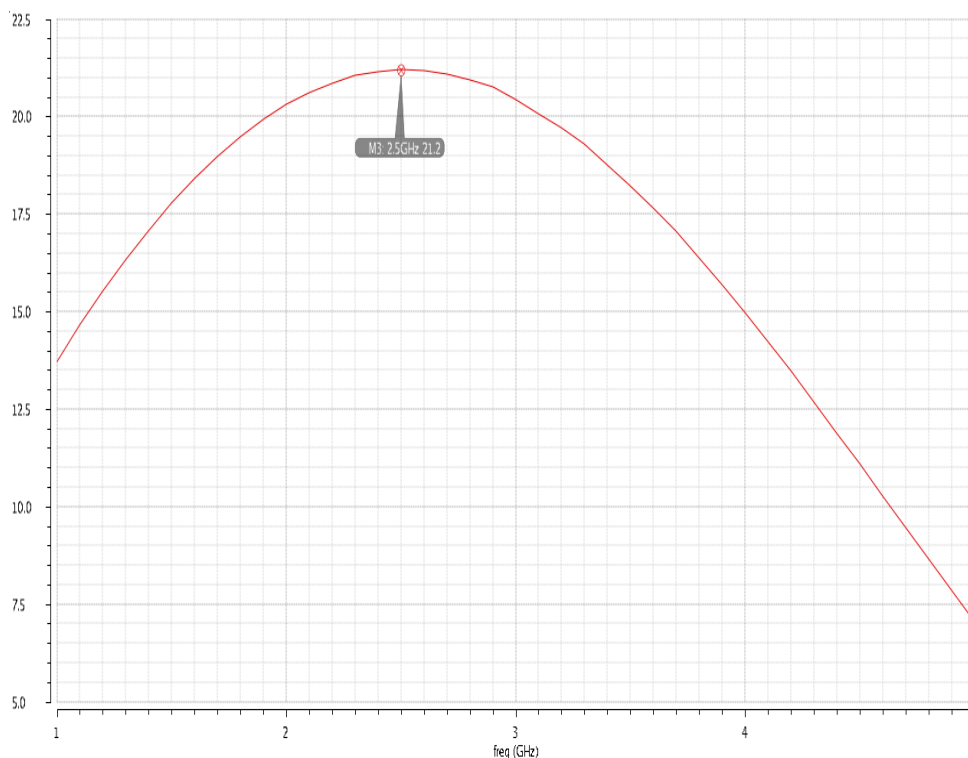
$$L_{diff} = \frac{\Im(Z_{11} + Z_{22} - Z_{21} - Z_{12})}{2\pi f} \quad (5.2)$$

$$Q_{diff} = \frac{\Im(Z_{11} + Z_{22} - Z_{21} - Z_{12})}{\Re(Z_{11} + Z_{22} - Z_{21} - Z_{12})} \quad (5.3)$$



Σχήμα 5.3: Επαγωγή διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.

Όπως φαίνεται στο διάγραμμα του Σχ. 5.2, η $f_{resonance}$ του πηνίου βρίσκεται κοντά στα 6 GHz, δηλαδή αρκετά μακριά από την κεντρική συχνότητα των 2.5 GHz όπου συντονίζεται το πηνίο. Ακόμη, όπως παρατηρείται, η επαγωγή του πηνίου είναι $L_{diff} = 8.5 \text{ nH}$ και είναι διαφορική, δηλαδή στην πραγματικότητα είναι $L = \frac{L_{diff}}{2} = 4.25 \text{ nH}$. Η επαγωγή μεταβάλλεται ανεπέστητα γύρω από την συχνότητα συντονισμού που λειτουργεί ο ταλαντωτής, καταστήνοντας το συγκεκριμένο πηνίο μια αρκετά καλή επιλογή για την δημιουργία του συνολικού κυκλώματος.



Σχήμα 5.4: Συντελεστής ποιότητας διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.

Το διαφορικό πηνίο έχει συντελεστή ποιότητας $Q_{diff} = 21.5$. Κάτι πολύ σημαντικό που παρατηρείται στο Σχ. 5.4, είναι ότι ο συντελεστής ποιότητας λαμβάνει την μέγιστη του τιμή στην συχνότητα που λειτουργεί ο ταλαντωτής και γύρω από αυτή, πράγμα που σημαίνει πως η σχεδίαση του για την συγκεκριμένη εφαρμογή είναι επιτυχημένη.

5.1.3 CMOS Varactor

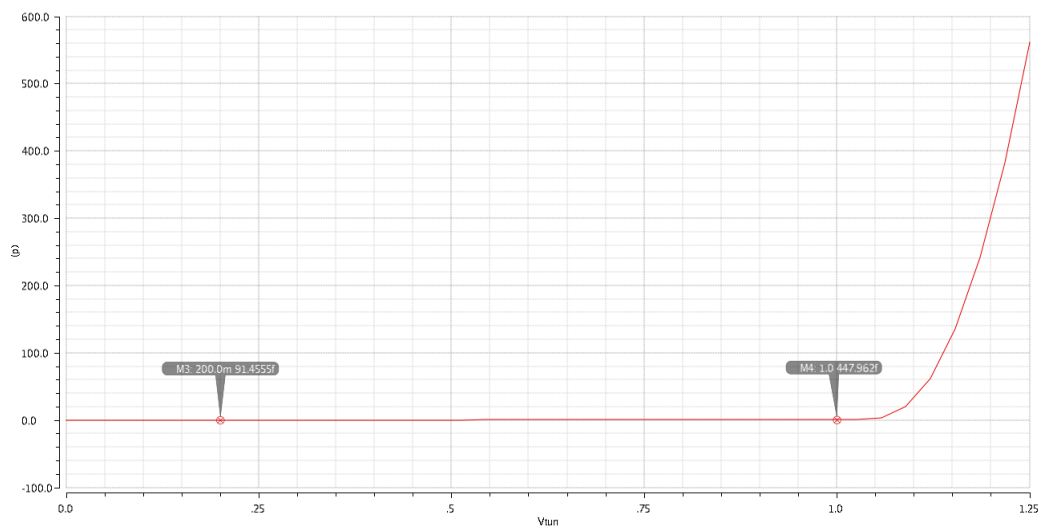
Για την υλοποίηση του ταλαντωτή χρησιμοποιήθηκαν NMOS και PMOS Varactor, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1. Η χωρητικότητα τους μετριάζεται μέσω μιας τάσης ελέγχου στην βραχυκυκλωμένη μεταξύ τους πύλη και υποδοχή του τρανζίστορ. Τα MOS Varactor παρουσιάζουν αρκετά μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας από τα πηνία πράγμα που τους καθιστά σχεδόν ιδανικούς πυκνωτές. Για την γραμικοποίηση της χαρακτηριστικής συντονισμού του ταλαντωτή, οι varactors τοποθετούνται πάνω και κάτω ακριβώς από το πηνίο σε άμεση σύζευξη με το μεγάλο σε εύρος σήμα εξόδου του ταλαντωτή. Η παράλληλη αυτή σύνδεση των NMOS και PMOS Varactor δίνει την δυνατότητα σε ένα πρώτης τάξεως διαφορικά συντονισμένο VCO με ίσο αλλά αντίθετο κέρδος K_{VCO} στην είσοδο των NMOS και PMOS.

Μέσω παραμετρικής SP analysis στο Cadence σχεδιάστηκαν οι χαρακτηριστικές $C - V$ για όλο το εύρος τιμών της τάσης ελέγχου από το μηδέν μέχρι την τροφοδοσία, όπως φαίνονται παρακάτω. Για το εύρος συντονισμού του ταλαντωτή επιλέχθηκαν οι τιμές τάσης από 0 έως 1 Volt, έτσι ώστε οι NMOS και PMOS Varactor να έχουν όσο είναι δυνατόν το ίδιο εύρος χωρητικότητας. Ακόμη στον παρακάτω πίνακα φαίνεται και η διαστασιολόγηση των τρανζίστορ

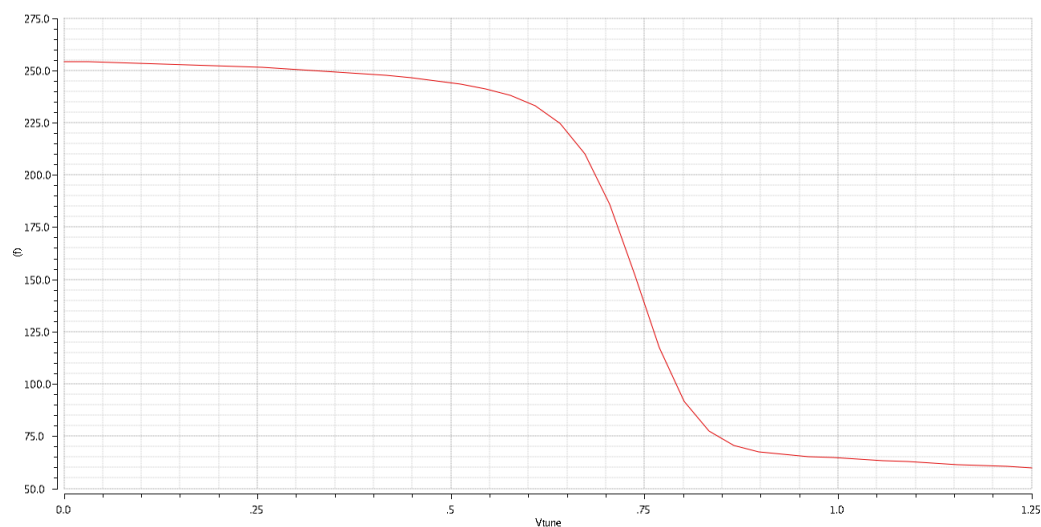
για την υλοποίηση των varactor.

Στοιχείο	Width	Length	Number of Fingers
NMOS	60 μm	160 nm	40
PMOS	60 μm	160 nm	40

Πίνακας 5.4: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης varacor.



Σχήμα 5.5: Συνολική χωρητικότητα PMOS varactor συναρτήσει της τάσης ελέγχου.



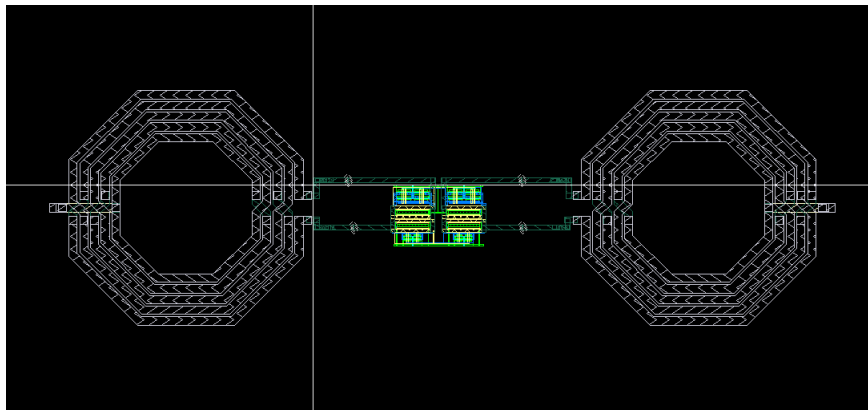
Σχήμα 5.6: Συνολική χωρητικότητα NMOS varactor συναρτήσει της τάσης ελέγχου.

Στο εύρος τάσεων από 0 έως 1 Volt, το PMOS varactor παρουσιάζει εύρος χωρητικότητας από 90 pF έως 450 pF και το NMOS από 60 pF έως 250 pF. Τέλος, εύκολα γίνεται αντιληπτό από τις παραπάνω $C - V$ χαρακτηριστικές καμπύλες ότι το PMOS varactor λειτουργεί σε

accumulation mode και το NMOS σε inversion mode, ενώ σε ολόκληρο το εύρος της τάσης ελέγχου το πρώτο παρουσιάζει μεγαλύτερο εύρος χωρητικότητας παρά το γεγονός ότι το NMOS varactor έχει εκτονότερη μετάβαση (Σχ. 5.6).

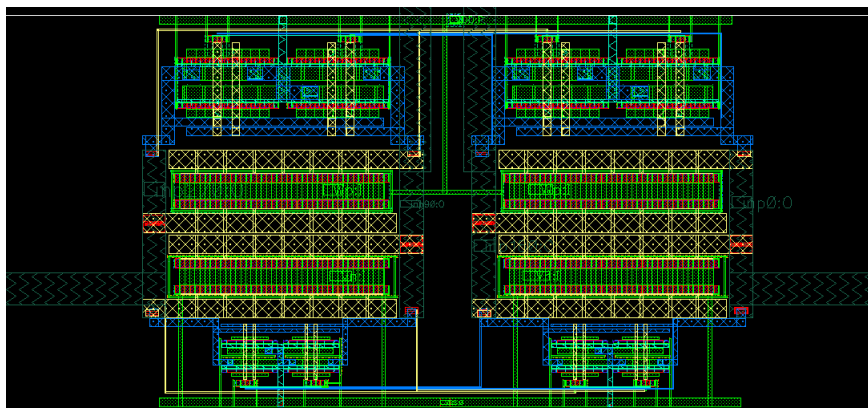
5.1.4 Layout

Στο σχήμα 5.7 παρουσιάζεται το συνολικό κύκλωμα του υλοποιημένου ταλαντωτή σε φυσικό σχέδιο (layout). Τα πηνία έχουν απομακρυνθεί από το κυρίως κύκλωμα κατά απόσταση περίπου ίση με την εσωτερική τους διάμετρο έτσι ώστε να αποφευχθούν οι ηλεκτρομαγνητικές επιδράσεις τους με τα υπόλοιπα στοιχεία.



Σχήμα 5.7: Το συνολικό Layout του ταλαντωτή.

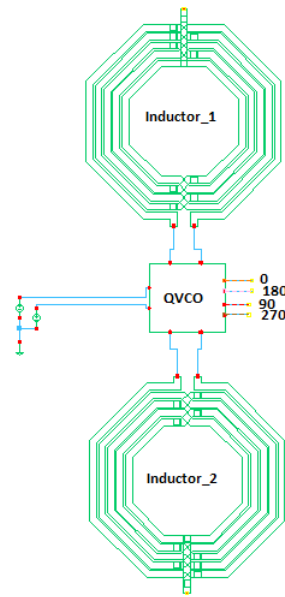
Ακόμη, στο σχήμα 5.8 φαίνεται σε μεγέθυνση το layout του ταλαντωτή χωρίς τα πηνία. Τα core τρανζίστορ του κάθε VCO έχουν πραγματοποιηθεί με την τεχνική common centroid έτσι ώστε να μειωθούν όσο περισσότερο τα mismatches μεταξύ τους. Τέλος, τα varactor έχουν κυκλωθεί από guard rings, δηλαδή επαφές προς το υπόστρωμα ώστε να απορροφηθεί όσο περισσότερος θόρυβος είναι δυνατόν καθώς αποτελούν τα πιο θορυβώδη στοιχεία του κυκλώματος.



Σχήμα 5.8: Το Layout του ταλαντωτή χωρίς τα πηνία.

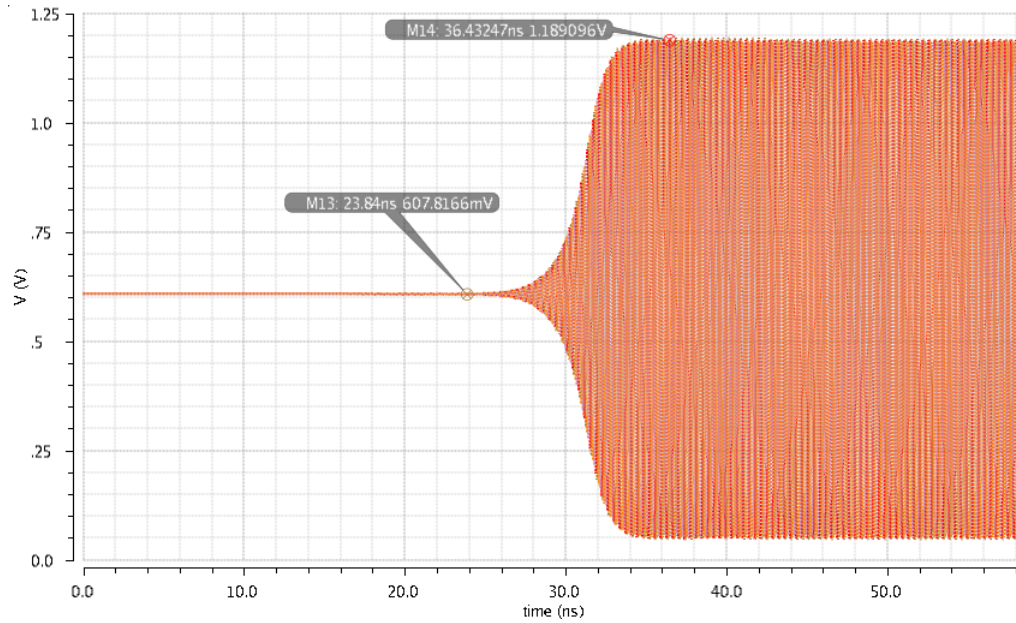
5.1.5 Λειτουργία και Προσομοιώσεις

Για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων και των προσομοιώσεων των χαρακτηριστικών μεγεθών του υλοποιημένου τετραφασικού ταλαντωτή χρησιμοποιήθηκε το test bench του σχήματος 5.9. Πρέπει να σημειωθεί πως οι προσομοιώσεις και τα αποτελέσματα αυτού του κεφαλαίου έγιναν σε post-layout στάδιο έπειτα απο την εξαγωγή των R-C παρασιτικών του φυσικού σχεδίου του ταλαντωτή. Τα πηνία δεν χρειάζεται να συμπεριληφθούν στην εξαγωγή των παρασιτικών καθώς αυτό συμπεριλαμβάνεται στην ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση τους και για αυτό το λόγο λαμβάνονται ως είσοδοι στο παρακάτω test bench. Για την επίδραση τους στο υπόλοιπο κύκλωμα σε επίπεδο φυσικού σχεδίου (layout), απομακρύνθηκαν αρκετά απο το υπόλοιπο κύκλωμα (συγκριμένα η απόσταση τους είναι όσο η εσωτερική τους διάμετρος).

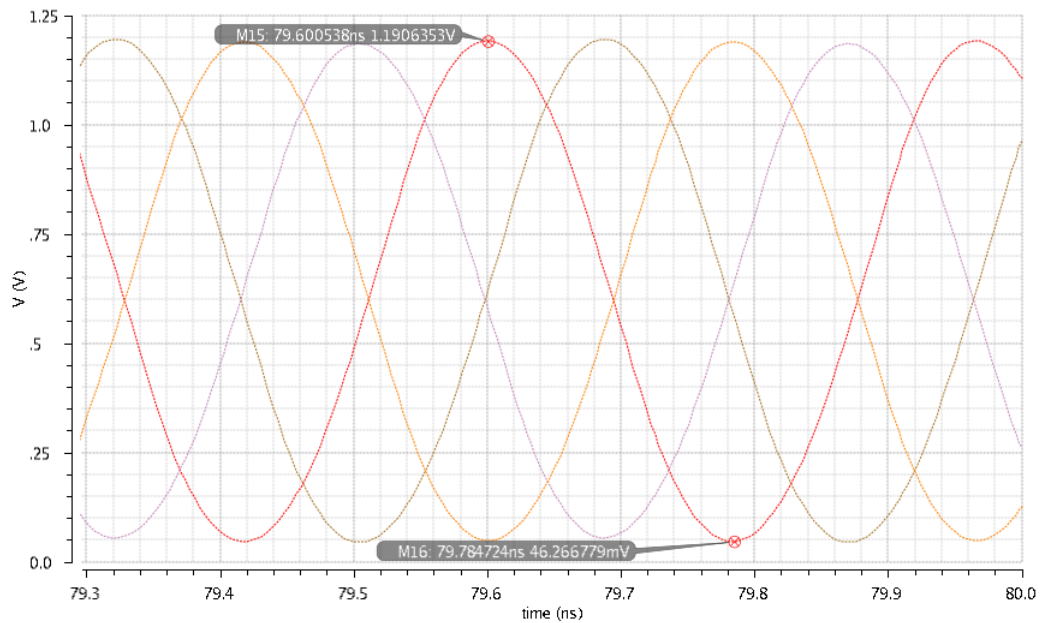


Σχήμα 5.9: Test-bench Quadrature-VCO.

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, οι τάσεις έλεγχου των varactor του ταλαντωτή κυμαίνονται απο 200 mV έως 1 V. Καθώς οι NMOS varactor λειτουργούν σε inversion mode και οι PMOS varactor λειτουργούν σε accumulation mode, η χαμηλή συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή εξάγεται για $V_{tuneN} = 200 \text{ mV}$ και $V_{tuneP} = 1 \text{ V}$ και αντίστροφα για την υψηλή συχνότητα. Στο σχήμα 5.10 απεικονίζεται η συνολική έξοδος του τετραφασικού ταλαντωτή, και στο σχήμα 5.11 τα τέσσερα ημιτονοειδή σήματα στην υψηλή συχνότητα που παρείχθησαν μέσω ανάλυσης της εξόδου στο χρόνο (Transient Analysis). Το κύκλωμα ξεκινάει να ταλαντώνει στα 23 ns και η ταλάντωση έχει αποκτήσει το πλήρες πλάτος της στα 36 ns. Το πλάτος της ταλάντωσης κυμαίνεται απο 80 mV έως 1.2 V, σχεδόν δηλαδή όσο όλο το εύρος απο τη γείωση μέχρι την τροφοδοσία (full swing). Στην χαμηλή συχνότητα, το πλάτος της ταλάντωσης είναι περίπου το ίδιο, ενώ αντίθετα η εκκίνηση της βρίσκεται 20 ns αργότερα.

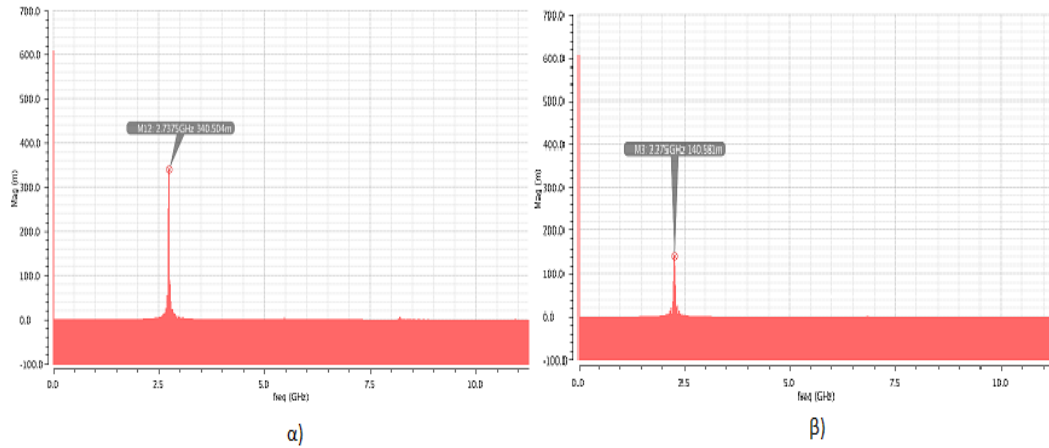


Σχήμα 5.10: Η έξοδος του ταλαντωτή στην υψηλή συχνότητα.



Σχήμα 5.11: Τετραφασικό σήμα εξόδου στην υψηλή συχνότητα.

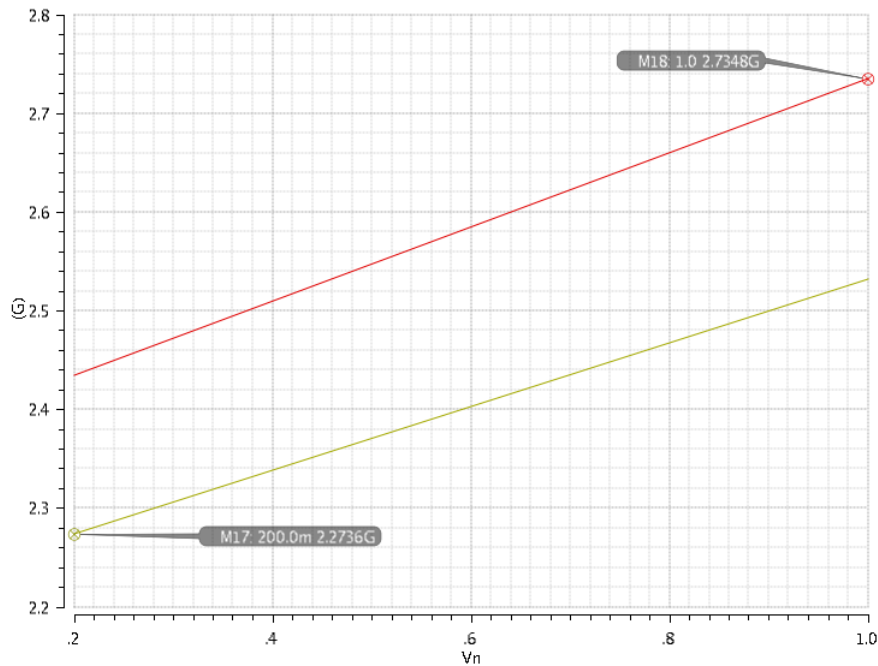
Μέσω της συνάρτησης dft στο σήμα εξόδου της transient analysis είναι δυνατόν να εξαχθούν οι αρμονικές του σήματος εξόδου ώστε αναδειχθούν οι ακραίες συχνότητες ταλάντωσης. Στο σχήμα 5.12 φαίνεται η πρώτη αρμονική του σήματος στην υψηλή και χαμηλή συχνότητα αντίστοιχα, η οποία δίνει και την συχνότητα ταλάντωσης του κυκλώματος.



Σχήμα 5.12: 1η αρμονική του σήματος εξόδου στην α) υψηλή και β) χαμηλή συχνότητα.

Από τα παραπάνω διαγράμματα μπορεί να εξαχθεί το εύρος συντονισμού (tuning range) του ταλαντωτή. Η υψηλή συχνότητα βρίσκεται στα 2.73 GHz και η χαμηλή συχνότητα στα 2.27 GHz και συνεπώς υπολογίζεται,

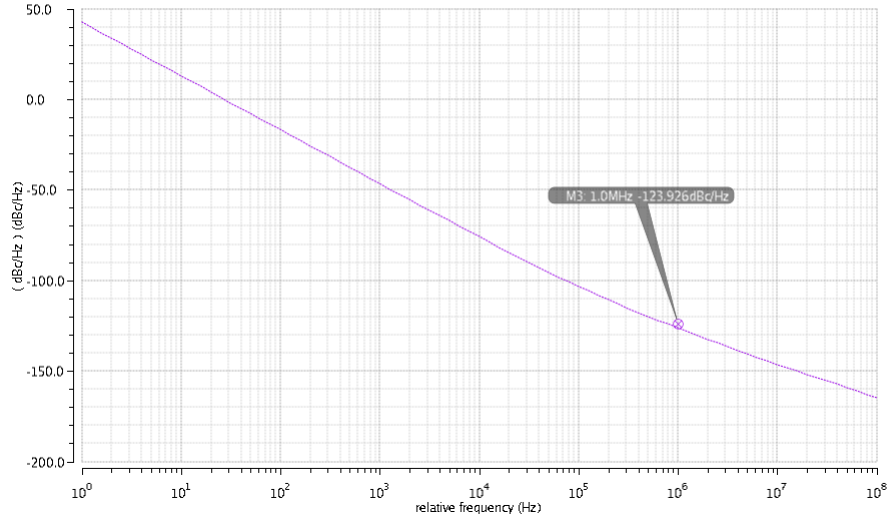
$$\text{TuningRange}\% = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}} = 18.4\% \quad (5.4)$$



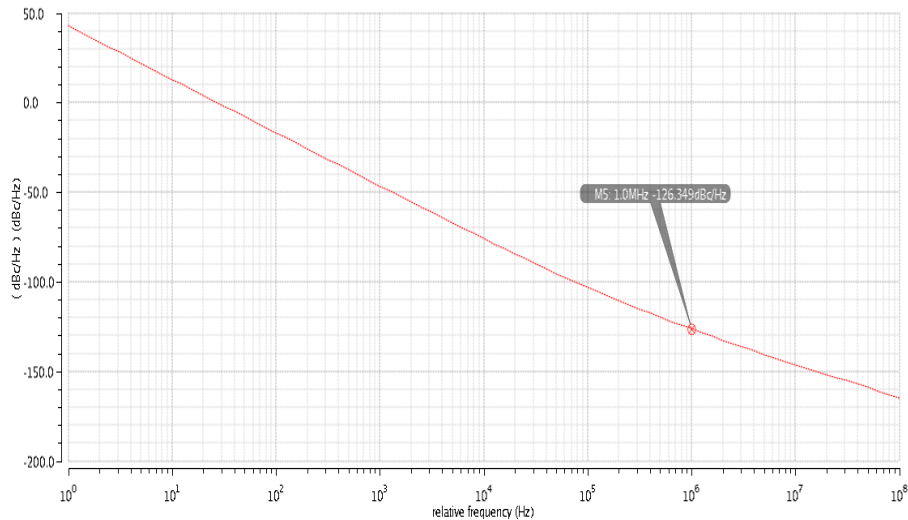
Σχήμα 5.13: Συγκεντρωτικό διάγραμμα εύρους συντονισμού του ταλαντωτή.

Μέσω της pnoise analysis στο Cadence υπολογίστηκε ο θόρυβος φάσης του ταλαντωτή. Στην χαμηλή συχνότητα του εύρους συντονισμού ο τετραφασικός ταλαντωτής παρουσιάζει τον χαμηλότερο θόρυβο φάσης στα -126.3 dBc/Hz και την υψηλότερη τιμή -123.9 dBc/Hz

στην υψηλή συχνότητα λειτουργίας, όπως παρουσιάζεται στα παρακάτω διαγράμματα (Σχ. 5.14 και 5.15). Ο θόρυβος φάσης μετρήθηκε μακριά από την φέρουσα συχνότητα κατά 1 MHz και παρατηρείται ότι είναι αρκετά χαμηλός σε όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του ταλαντωτή.



Σχήμα 5.14: Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 2.73 GHz.



Σχήμα 5.15: Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 2.27 GHz.

Έπειτα από την μέση τιμή του ρεύματος στην τροφοδοσία και γνωρίζοντας ότι η τροφοδοσία του κυκλώματος βρίσκεται στα 1.25 Volt, εύκολα υπολογίζεται η μέγιστη κατανάλωση ισχύος του κυκλώματος η οποία βρίσκεται στη χαμηλή συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή,

$$P_{diss} = V_{DD} \cdot I_{average} = 1,286 \text{ mW} \quad (5.5)$$

Τέλος, ένα μέγεθος που χαρακτηρίζει την συνολική λειτουργία ενός Quadrature-VCO

ονομάζεται FOM - Figure Of Merit και ορίζεται ως,

$$FOM = 20 \log_{10} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right) - L(\Delta\omega) - 10 \log_{10} \left(\frac{P_{diss}}{1mW} \right) \quad (5.6)$$

όπου ω_0 είναι η συχνότητα ταλάντωσης, $\Delta\omega$ είναι το offset της συχνότητας, $L(\Delta\omega)$ είναι ο θόρυβος φάσης σε αυτή τη συχνότητα και P_{diss} η κατανάλωση ενέργειας του ταλαντωτή. Το FOM που μετρήθηκε στα 2.27 GHz είναι ίσο με 192.4.

5.1.6 Επιδόσεις του Q-VCO

Στον ακόλουθο πίνακα 5.5 καταγράφονται συγκεντρωμένα τα χαρακτηριστικά και οι επιδόσεις του τετραφασικού ταλαντωτή που υλοποιήθηκε.

Χαρακτηριστικό Μέγεθος	Τιμή
Τοπολογία	Parallel CMOS Cross-Coupled
Τεχνολογία	40 nm CMOS
Τροφοδοσία	1.25 V
Κεντρική Συχνότητα	2.5 GHz
Εύρος Συντονισμού	2.27 – 2.73 GHz
Εύρος Συντονισμού %	18.4 %
Θόρυβος Φάσης	-126.3 dBc/Hz ~ 1 MHz
Κατανάλωση Ισχύος	1.286 mW
FOM	192.4

Πίνακας 5.5: Συγκεντρωτικός πίνακας χαρακτηριστικών και επιδόσεων ταλαντωτή.

5.1.7 Σύγκριση Επιδόσεων

Ο πίνακας 5.6 παρουσιάζει τη σύγκριση του τετραφασικού ταλαντωτή που υλοποιήθηκε με διάφορες ίδιες και μη τοπολογίες γύρω από την ίδια συχνότητα λειτουργίας ως προς τα χαρακτηριστικά τους μεγέθη.

Ref.	CMOS Process (nm)	Voltage Supply	Operating Frequency (GHz)	Tuning Range	Phase Noise	Power Dissipation	FOM
[5]	0.18 μm	1 V	2.17 – 2.52	15 %	–126.11 dBc/Hz ~ 1 MHz	4.9 mW	186
[6]	0.18 μm	1.8 V	1.86 – 2.2	16.7 %	–134.11 dBc/Hz ~ 1 MHz	36 mW	185
[7]	0.18 μm	2 V	1.83 – 2.24	20 %	–127 dBc/Hz ~ 1 MHz	8.6 mW	183.6
[9]	0.18 μm	1.8 V	2.8 – 3	10 %	–140 dBc/Hz ~ 3 MHz	3.5 mW	186
[10]	0.18 μm	1.3 V	2.03 – 2.38	16 %	–114.1 dBc/Hz ~ 1 MHz	25 mW	-
[11]	0.35 μm	2 V	1.64 – 1.97	18 %	–140 dBc/Hz ~ 3 MHz	25 mW	-
[12]	0.25 μm	2.5 V	1.77 – 1.99	10 %	–143 dBc/Hz ~ 3 MHz	20 mW	185
This Work	40 nm	1.25 V	2.27 – 2.73	18.4 %	–126.3 dBc/Hz ~ 1 MHz	1.28 mW	192.4

Πίνακας 5.6: Σύγκριση του Q-VCO με τη βιβλιογραφία.

Συμπερασματικά, το κύκλωμα του τετραφασικού ταλαντωτή που υλοποιήθηκε κατέχει αρκετά χαμηλά επίπεδα θούβου σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων της λειτουργίας του και παράλληλα η κατανάλωση του σε ισχύ είναι υποδειγματικά χαμηλή όπως αναδεικνύει και ο πίνακας 5.6. Αυτός είναι και ο λόγος που παρουσιάζει ένα αρκετά υψηλό Figure of Merit.

5.2 Quadrature-VCO στη Συχνότητα των 6 GHz

Στην προσπάθεια να αναδειχθεί εάν η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του τετραφασικού ταλαντωτή στην συχνότητα των 2.5 GHz, είναι ικανή να αποδόσει ομοίως καλά αποτελέσματα σε υψηλότερες συχνότητες, δημιουργήθηκε ένας ακόμα τετραφασικός ταλαντωτής σε τοπολογία Parallel CMOS Cross-Coupled στην συχνότητα των 6 GHz. Το κυκλωματικό διάγραμμα είναι ίδιο με αυτό του σχήματος 5.1.

Όπως έχει αναφερθεί η συχνότητα συντονισμού του LC δικτυώματος διέπεται από την σχέση $f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Συνεπώς, για να αυξηθεί η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος πρέπει να μειωθεί είτε η χωρητικότητα των varactors είτε η επαγωγή των πηνίων. Επειδή όμως δεν είναι επιθυμητή η μείωση του εύρους συντονισμού του κυκλώματος, η μείωση της επαγωγής του LC δικτυώματος είναι ο μόνος τρόπος για την αύξηση της συχνότητας συντονισμού.

Για την υλοποίηση του τετραφασικού ταλαντωτή στην συχνότητα των 6 GHz δημιουργήθηκαν δύο νέα διαφορικά οκταγωνικά πηνία με μεσαία λήψη με επαγωγή $L = 0.8 \text{ nH}$. Τα varactor που χρησιμοποιήθηκαν είναι τα ίδια της προηγούμενης υλοποίησης, ενώ τα ενεργά στοιχεία έχουν διαφορετική διαστασιολόγηση για να ικανοποιηθούν οι ανάγκες του νέου ταλαντωτή.

Στον πίνακα 5.7 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα στοιχεία του ταλαντωτή.

Στοιχεία	Περιγραφή	Ποσότητα	Βιβλιοθήκη
nch	NMOS τρανζίστορ	12	c40fla
pch	PMOS τρανζίστορ	12	c40fla
inductor08n	Διαφορικό Πηνίο	2	mylib
hsupCell	Υψηλή Τροφοδοσία	1	ifxbasic
lsupCell	Χαμηλή Τροφοδοσία	1	ifxbasic

Πίνακας 5.7: Συγκεντρωτικός πίνακας ενεργών και παθητικών στοιχείων Q-VCO $\sim 6 \text{ GHz}$.

5.2.1 Ενεργά στοιχεία

Όπως και στην υλοποίηση του τετραφασικού ταλαντωτή στα 2.5 GHz, ομοίως και εδώ, χρησιμοποιούνται δύο ζεύγη NMOS και PMOS τρανζίστορ σε σταυρωτή σύζευξη μεταξύ τους για την δημιουργία των δύο VCO και NMOS ή PMOS αντίστοιχα παράλληλα σε αυτά για την μεταξύ τους σύζευξη. Το μήκος του καναλιού (Length) είναι ίδιο σε όλα τα τρανζίστορ για να αποφευχθούν λάθη στη συνολική φάση και στο πλάτος του τετραφασικού σήματος. Η τιμή του μπορεί να κρατηθεί σε χαμηλά επίπεδα για τη επίτευξη μέγιστης ταχύτητας του κυκλώματος και μείωσης του παρασιτικού χωρητικού φορτίου που οδηγεί το LC δικτύωμα. Παρόλα αυτά, στις submicron τεχνολογίες τα επίπεδα λευκού θορύβου για μικρές τιμές μήκους καναλιού είναι αρκετά υψηλά και συνεπώς επιλέχθηκε μεγάλη τιμή για τη μείωση του θορύβου φάσης.

Τα πλάτη των core cross-coupled τρανζίστορ των δύο VCO έχουν τιμή τέτοια ώστε να επιτευχθεί το μέγιστο πλάτος ταλάντωσης. Συγκεκριμένα τα PMOS τρανζίστορ έχουν δύο φορές μεγαλύτερο πλάτος από ότι τα NMOS. Τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται για την

παράλληλη σύζευξη των δύο VCO κατέχουν τις ελάχιστες δυνατές τιμές πλάτους έτσι ώστε να επιτευχθεί ο χαμηλότερος θόρυβος φάσης. Φυσικά, η διαστασιολόγηση και των δύο τύπων έγινε σε βαθμό τέτοιο ώστε να μην επηρεάζει την παραγωγή της ικανής αρνητικής αντίστασης για την έναρξη της ταλάντωσης.

Ο πίνακας 5.8 παρουσιάζει αναλυτικά την διαστασιολόγηση των τρανζίστορ του ενεργού μέρους του κυκλώματος. Το μήκος του καναλιού παραλείπεται καθώς είναι ίδιο σε όλα τα τρανζίστορ και ίσο με,

$$Length = 700nm \quad (5.7)$$

Στοιχείο	Width	Number of Fingers
Core NMOS	10 um	20
Parallel NMOS	4 um	4
Core PMOS	40 um	40
Parallel PMOS	4 um	4

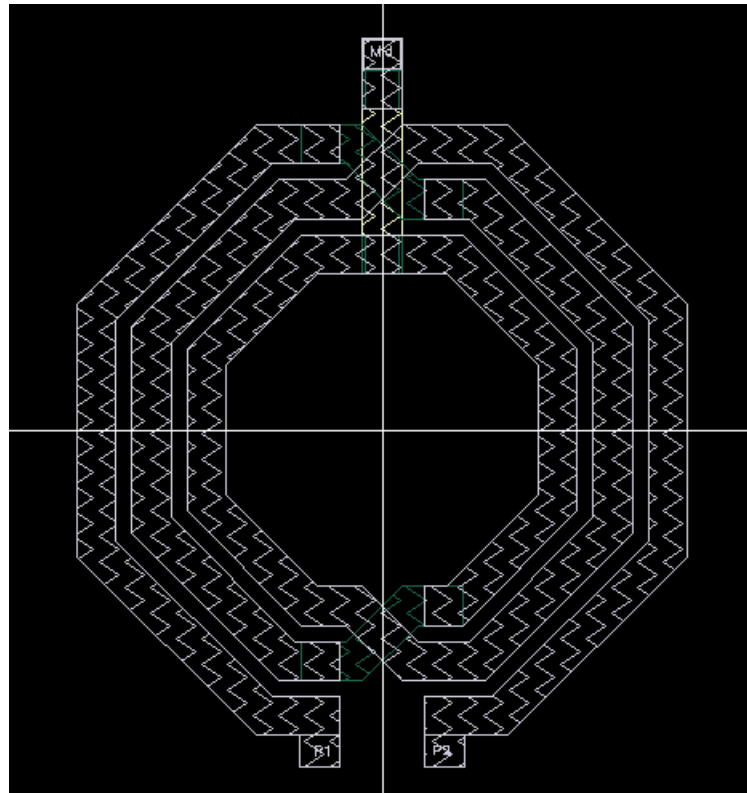
Πίνακας 5.8: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης ενεργών στοιχείων.

5.2.2 Οκταγωνικό Διαφορικό Πηνίο

Για την μετάβαση στην συχνότητα των 6 GHz σχεδιάστηκε ένα νέο διαφορικό οκταγωνικό πηνίο με μεσαία λήψη με επαγωγή ίση με $0.8 nH$. Για την δημιουργία του χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο PCD (Passive Component Designer). Οι σπείρες του πηνίου υλοποιήθηκαν στο πιο παχύ μέταλλο της τεχνολογίας 3A ενώ οι γέφυρες και η μεσαία λήψη στα αμέσως επόμενα σε πάχος μέταλλα FA και BA. Η φυσική μορφή του πηνίου φαίνεται στο σχήμα 5.16. Οι διαστάσεις και τα χαρακτηριστικά του πηνίου περιγράφονται συνοπτικά στον παρακάτω πίνακα.

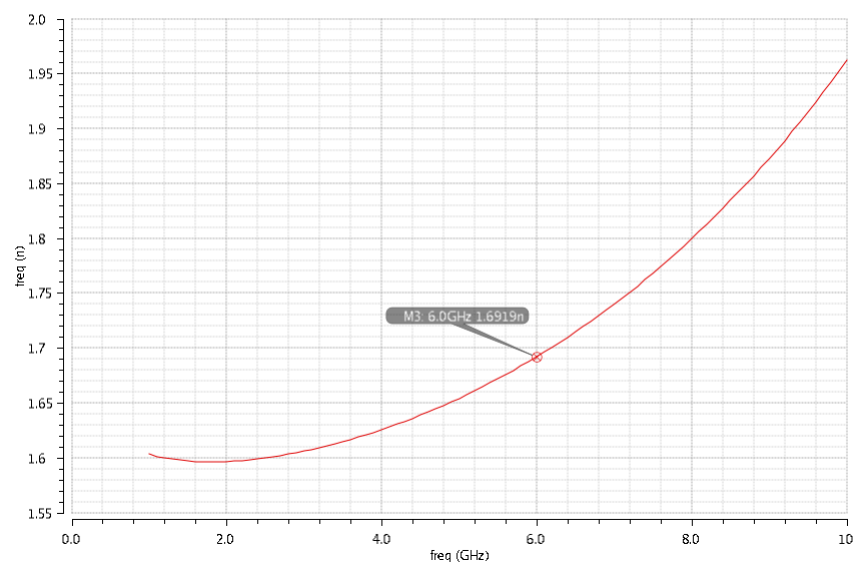
Παράμετρος	Τιμή
Αριθμός Σπειρών	3
Πλάτος Μετάλλου	12 um
Απόσταση Σπειρών	5 um
Εσωτερική Διάμετρος	100 um
Εξωτερική Διάμετρος	195 um

Πίνακας 5.9: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης πηνίου.

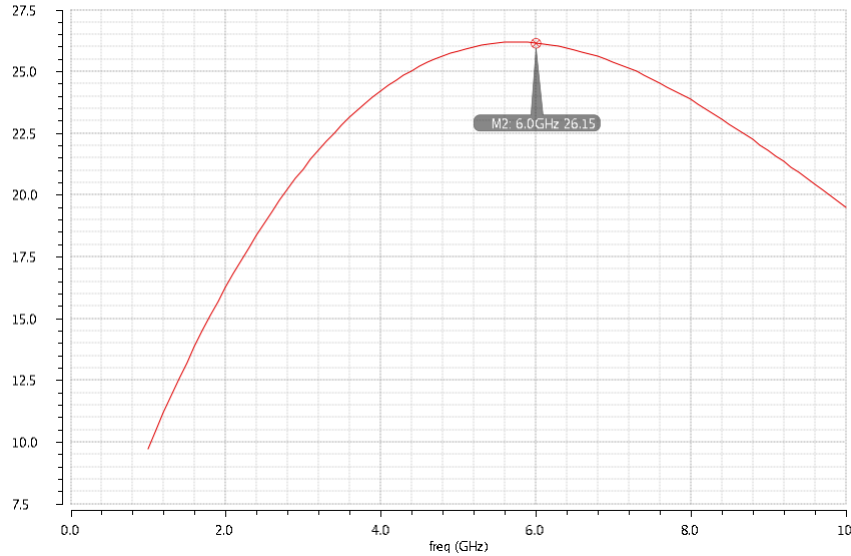


Σχήμα 5.16: Layout Διαφορικού Πηνίου.

Με την βοήθεια του εργαλείου Sonnet EM Simulator πραγματοποιήθηκε η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση του πηνίου για την εξαγωγή του κυκλωματικού ισοδύναμου και των διαγραμμάτων για την επαγωγή (L) και τον συντελεστή ποιότητας (Q), όπως φαίνεται στα σχήματα 5.17 και 5.18.



Σχήμα 5.17: Επαγωγή διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.

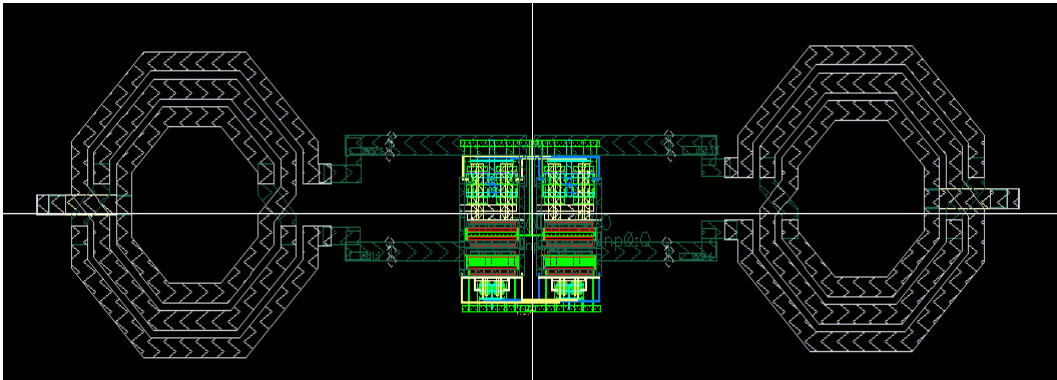


Σχήμα 5.18: Συντελεστής ποιότητας διαφορικού πηνίου συναρτήσει της συχνότητας.

Όπως φαίνεται στο διάγραμμα του Σχ. 5.17, η συνολική επαγωγή του πηνίου είναι $L_{diff} = 1.69 \text{ nH}$ και είναι διαφορική, δηλαδή στην πραγματικότητα είναι $L = \frac{L_{diff}}{2} = 0.84 \text{ nH}$. Η επαγωγή μεταβάλλεται ανεπέσττητα γύρω από την συχνότητα συντονισμού που λειτουργεί ο ταλαντωτής, όπως εύκολα παρατηρείται. Ακόμη, το διαφορικό πηνίο έχει συντελεστή ποιότητας $Q_{diff} = 26.15$, και όπως φαίνεται στο Σχ. 5.18, λαμβάνει την μέγιστη τιμή του γύρω από την συχνότητα που λειτουργεί ο ταλαντωτής καθιστώντας το αρκετά καλό για την συγκεκριμένη εφαρμογή.

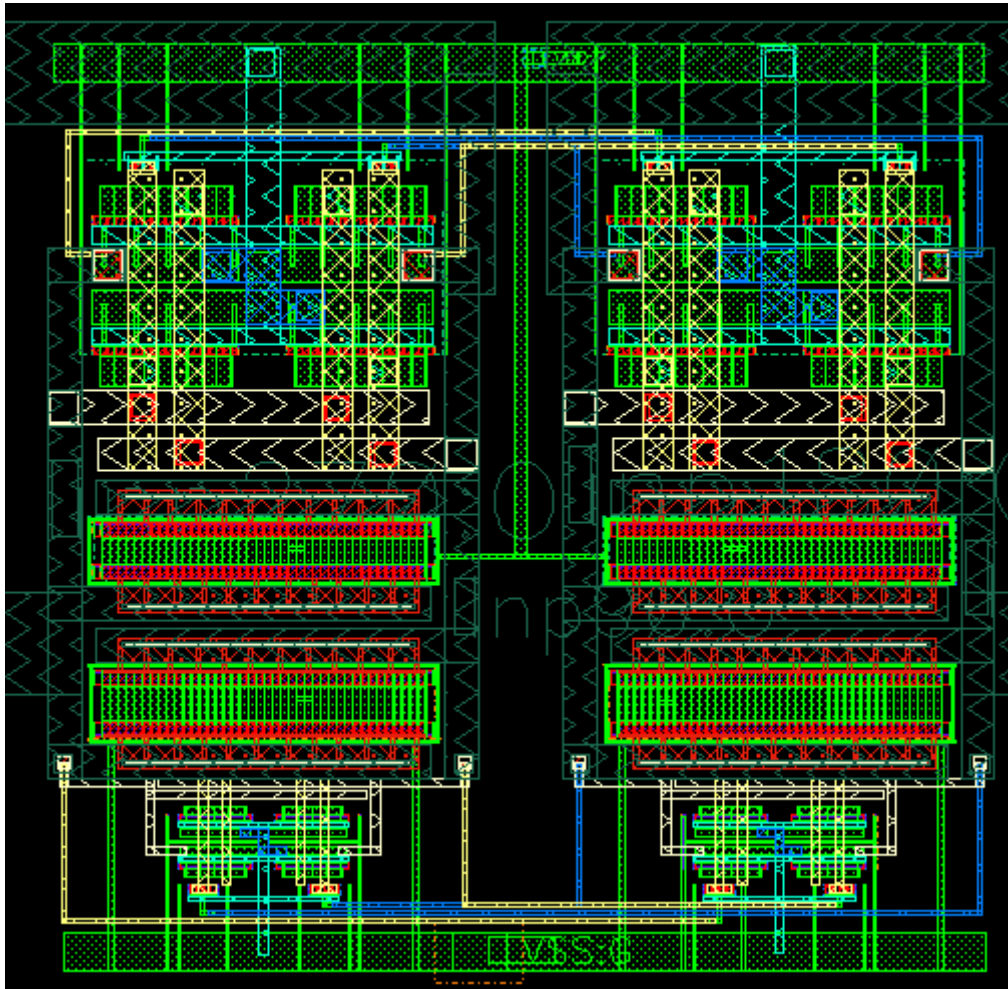
5.2.3 Layout

Στο σχήμα 5.19 παρουσιάζεται το συνολικό κύκλωμα του υλοποιημένου ταλαντωτή σε φυσικό σχέδιο (layout). Τα πηνία έχουν απομακρυνθεί από το κυρίως κύκλωμα κατά απόσταση περίπου ίση με την εσωτερική τους διάμετρο, όπως συνέβη και στη προηγούμενη υλοποίηση, έτσι ώστε να αποφευχθούν οι ηλεκτρομαγνητικές επιδράσεις τους με τα υπόλοιπα στοιχεία.



Σχήμα 5.19: Το συνολικό Layout του ταλαντωτή.

Ακόμη, στο σχήμα 5.20 φαίνεται σε μεγέθυνση το layout του ταλαντωτή χωρίς τα πηνία. Τα core τρανζίστορ του κάθε VCO έχουν πραγματοποιηθεί με την τεχνική common centroid έτσι ώστε να μειωθούν όσο περισσότερο τα mismatches μεταξύ τους. Όπως και στον προηγούμενο ταλαντωτή, τα varactor έχουν κυκλωθεί απο guard rings, δηλαδή επαφές προς το υπόστρωμα ώστε να απορροφηθεί όσο περισσότερος θόρυβος είναι δυνατόν, καθώς αποτελούν τα πιο θορυβώδη στοιχεία του κυκλώματος. Τέλος, χρησιμοποιήθηκαν πιο παχιά μέταλλα για τις ενδιάμεσες ενώσεις των στοιχείων των επιμέρους ταλαντωτών με σκοπό να μειωθούν τα παρασιτικά στοιχεία των μετάλλων και των επαφών καθώς στην συχνότητα των 6 GHz η επιρροή τους στην επίδοση του κυκλώματος είναι αρκετά συγκρίσιμη όπως θα φανεί και στη συνέχεια.

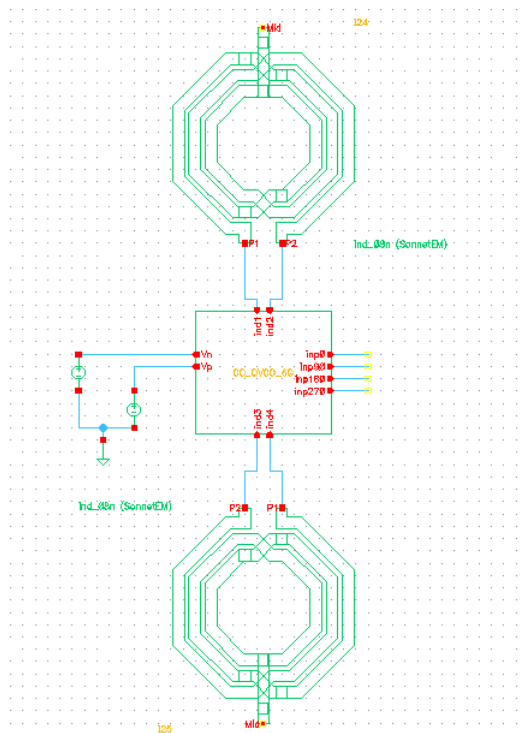


Σχήμα 5.20: Το Layout του ταλαντωτή χωρίς τα πηνία.

5.2.4 Λειτουργία και Προσομοιώσεις

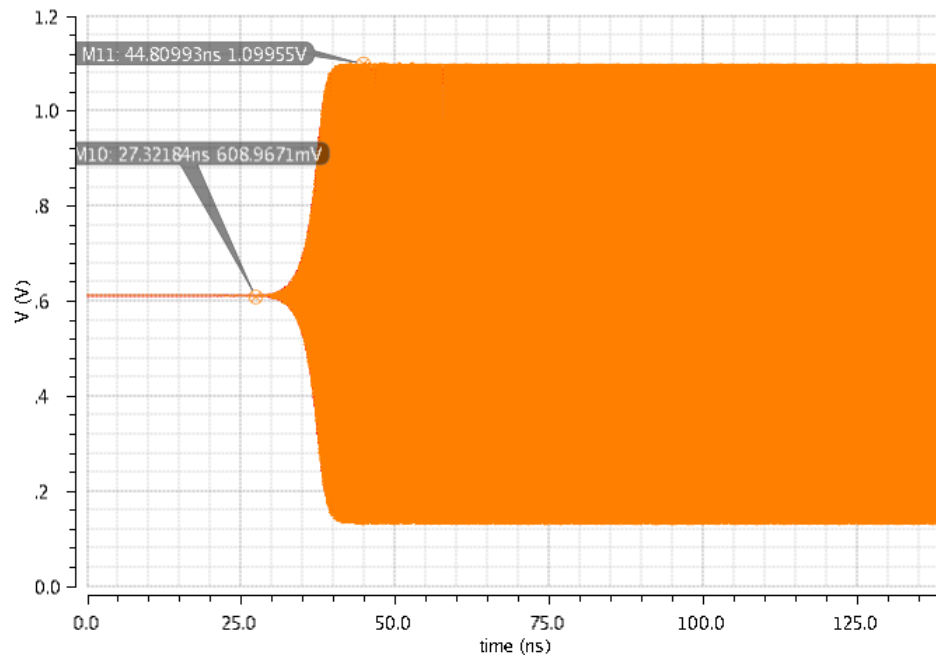
Όπως και στην προηγούμενη ενότητα, για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων και των προσομοιώσεων των χαρακτηριστικών μεγεθών του υλοποιημένου τετραφασικού ταλαντωτή δημιουργήθηκε ένα test bench το οποίο φαίνεται στο σχήμα 5.21 και οι προσομοιώσεις και τα

αποτελέσματα αυτού του κεφαλαίου έγιναν σε post-layout στάδιο έπειτα απο την εξαγωγή των R-C παρασιτικών του φυσικού σχεδίου του ταλαντωτή.

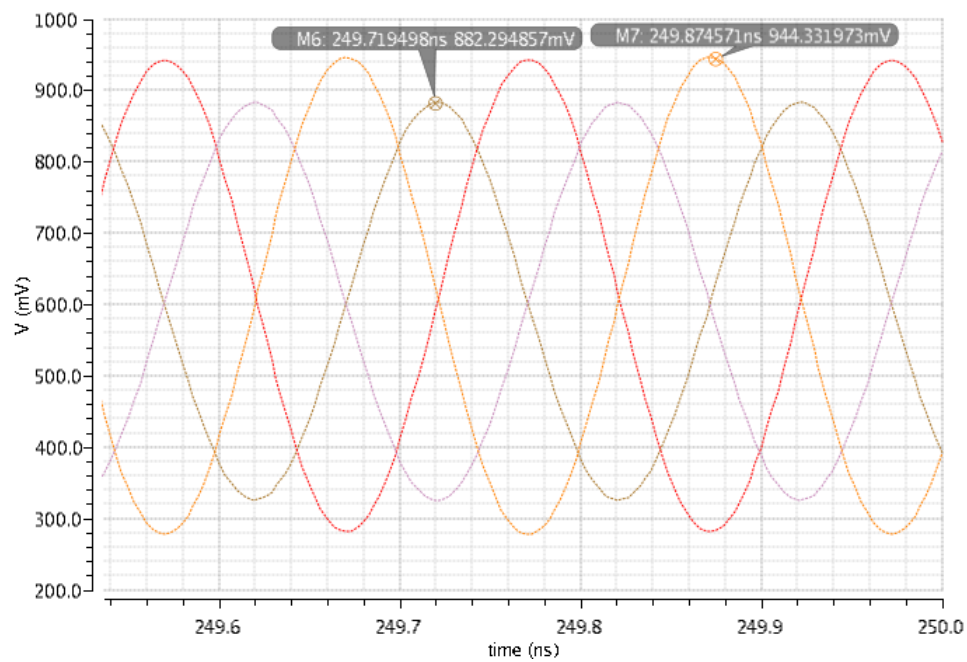


Σχήμα 5.21: Test-bench Quadrature-VCO.

Τα varactor που χρησιμοποιήθηκαν είναι τα ίδια με του προηγούμενου ταλαντωτή και έτσι οι τάσεις έλεγχου κυμαίνονται από 200 mV έως 1 V. Καθώς οι NMOS varactor λειτουργούν σε inversion mode και οι PMOS varactor λειτουργούν σε accumulation mode, η χαμηλή συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή εξάγεται για $V_{tuneN} = 200 \text{ mV}$ και $V_{tuneP} = 1 \text{ V}$ αντίστοιχα για την υψηλή συχνότητα. Στο σχήμα 5.22 απεικονίζεται η συνολική έξοδος του τετραφασικού ταλαντωτή, και στο σχήμα 5.23 τα τέσσερα ημιτονοειδή σήματα στην υψηλή συχνότητα που παρείχθησαν μέσω ανάλυσης της εξόδου στο χρόνο (Transient Analysis). Το κύκλωμα ξεκινάει να ταλαντώνει στα 27.3 ns και η ταλάντωση έχει αποκτήσει το πλήρες πλάτος της στα 44 ns. Το πλάτος της ταλάντωσης κυμαίνεται από 280 mV έως 944 mV, ενώ παρατηρείται amplitude error της τάξεως των 60 mV. Το λάθος του πλάτους των παραγόμενων σημάτων όπως και το γεγονός ότι ο ταλαντωτής δεν αποκτά το μέγιστο πλάτος ταλάντωσης (απο 0 έως V_{DD}) οφείλεται στην μεγάλη επίδραση των παρασιτικών στοιχείων στην υψηλότερη συχνότητα του κυκλώματος συγκριτικά με την προηγούμενη υλοποίηση.

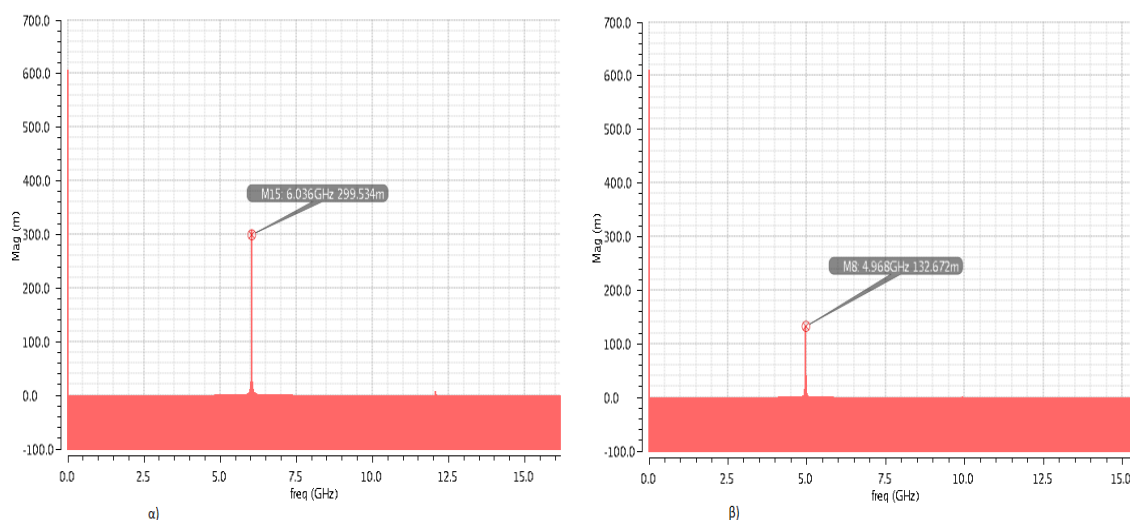


Σχήμα 5.22: Η έξοδος του ταλαντωτή στην υψηλή συχνότητα.



Σχήμα 5.23: Τετραφασικό σήμα εξόδου στην υψηλή συχνότητα.

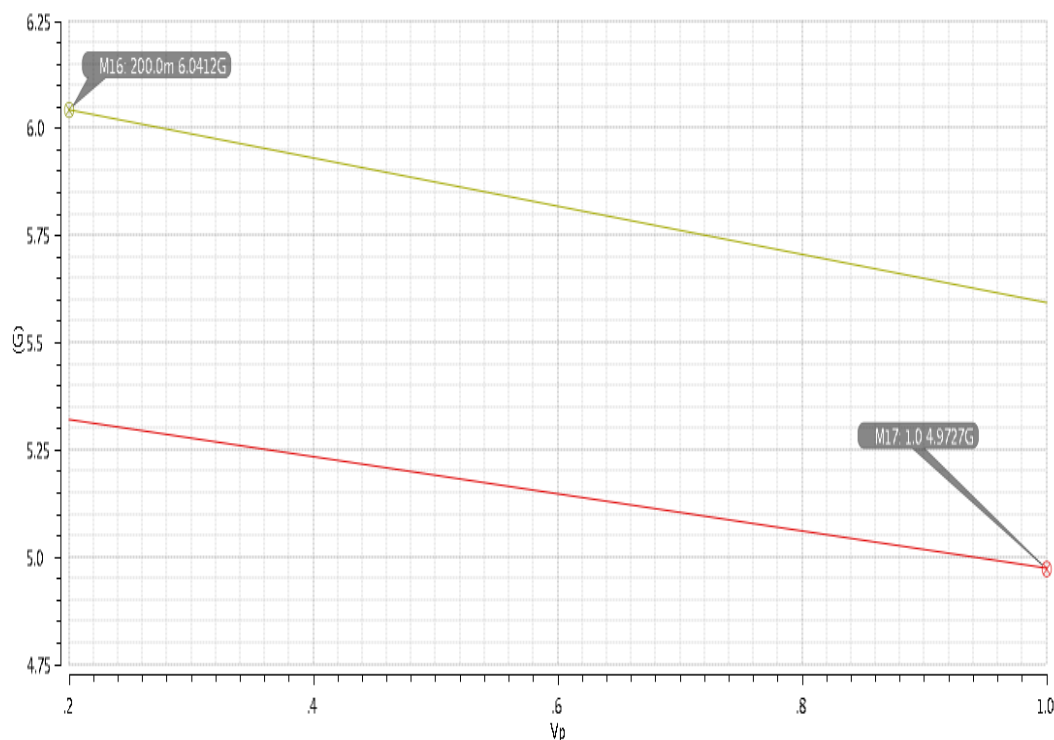
Οι αρμονικές συνιστώσες του κυκλώματος που παρείχθησαν μέσω της σύναρτησης dft στο σήμα εξόδου της transient analysis αναδεικνύουν τις ακραίες συχνότητες της λειτουργίας του, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.24.



Σχήμα 5.24: 1η αρμονική του σήματος εξόδου στην α) υψηλή και β) χαμηλή συχνότητα.

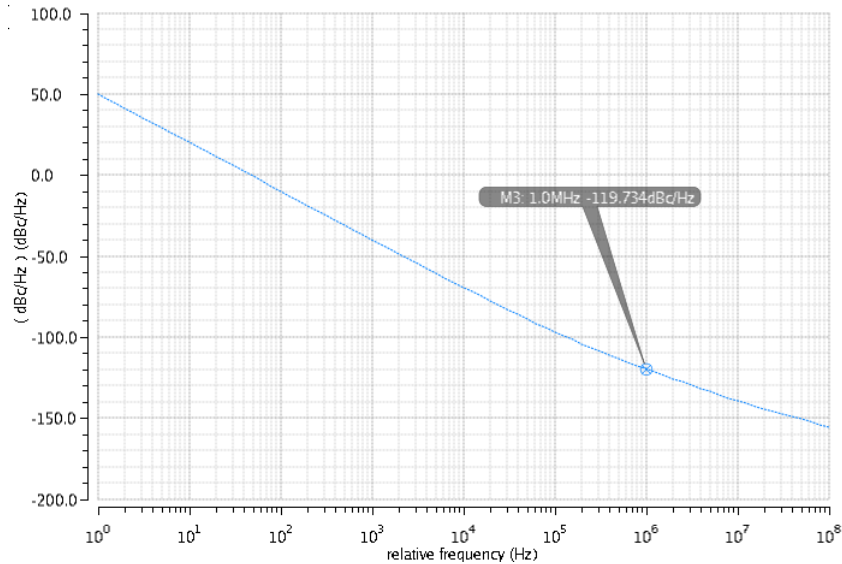
Απο τα παραπάνω διαγράμματα μπορεί να εξαχθεί το εύρος συντονισμού (tuning range) του ταλαντωτή. Η υψηλή συχνότητα βρίσκεται στα 6.03 GHz και η χαμηλή συχνότητα στα 4.96 GHz και συνεπώς υπολογίζεται,

$$TuningRange\% = \frac{f_{max} - f_{min}}{\frac{f_{max} + f_{min}}{2}} = 19.5\% \quad (5.8)$$

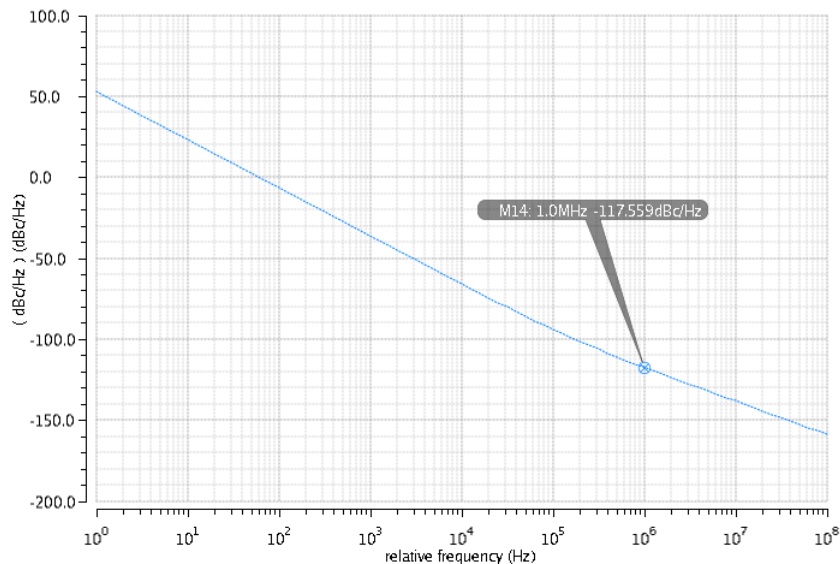


Σχήμα 5.25: Συγκεντρωτικό διάγραμμα εύρους συντονισμού του ταλαντωτή.

Μέσω της pnoise analysis στο Cadence υπολογίστηκε ο θόρυβος φάσης του ταλαντωτή. Στην χαμηλή συχνότητα του εύρους συντονισμού ο τετραφασικός ταλαντωτής παρουσιάζει τον χαμηλότερο θόρυβο φάσης στα -119.73 dBc/Hz και την υψηλότερη τιμή -117.55 dBc/Hz στην υψηλή συχνότητα λειτουργίας, όπως παρουσιάζεται στα παρακάτω διαγράμματα (Σχ. 5.26 και 5.27). Ο θόρυβος φάσης μετρήθηκε μακριά από την φέρουσα συχνότητα κατά 1 MHz και παρουσιάζει χαμηλά επίπεδα σε όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του ταλαντωτή.



Σχήμα 5.26: Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 4.96 GHz.



Σχήμα 5.27: Θόρυβος φάσης 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα στα 6.03 GHz.

Έπειτα από την μέση τιμή του ρεύματος στην τροφοδοσία και γνωρίζοντας ότι η τροφοδοσία του κυκλώματος βρίσκεται στα 1.25 Volt, εύκολα υπολογίζεται η μέγιστη κατανάλωση

ισχύος του κυκλώματος η οποία βρίσκεται στη χαμηλή συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή,

$$P_{diss} = V_{DD} \cdot I_{average} = 1.494 \text{ mW} \quad (5.9)$$

Τέλος, για να χαρακτηριστεί η συνολική λειτουργία του Quadrature-VCO υπολογίζεται το FOM (Figure Of Merit),

$$FOM = 20 \log_{10} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right) - L(\Delta\omega) - 10 \log_{10} \left(\frac{P_{diss}}{1 \text{ mW}} \right) = 189 \quad (5.10)$$

όπου ω_0 είναι η συχνότητα ταλάντωσης, $\Delta\omega$ είναι το offset της συχνότητας, $L(\Delta\omega)$ είναι ο θόρυβος φάσης σε αυτή τη συχνότητα και P_{diss} η κατανάλωση ενέργειας του ταλαντωτή. Το FOM που παρουσιάζει ο ταλαντωτής είναι ίσο με 189 (εξ. 5.10) και μετρήθηκε στα 4.96 GHz.

5.2.5 Επιδόσεις του Q-VCO

Στον ακόλουθο πίνακα 5.10 καταγράφονται συγκεντρωμένα τα χαρακτηριστικά και οι επιδόσεις του τετραφασικού ταλαντωτή που υλοποιήθηκε στην συχνότητα των 6 GHz.

Χαρακτηριστικό Μέγεθος	Τιμή
Τοπολογία	Parallel CMOS Cross-Coupled
Τεχνολογία	40 nm CMOS
Τροφοδοσία	1.25 V
Κεντρική Συχνότητα	5.5 GHz
Εύρος Συντονισμού	4.96 – 6.03 GHz
Εύρος Συντονισμού %	19.5 %
Θόρυβος Φάσης	-119.73 dBc/Hz ~ 1 MHz
Κατανάλωση Ισχύος	1.494 mW
FOM	189

Πίνακας 5.10: Συγκεντρωτικός πίνακας χαρακτηριστικών και επιδόσεων ταλαντωτή.

Ο νέος ταλαντωτής που υλοποιήθηκε στη συχνότητα των 6 GHz παρουσιάζει σαφώς μειωμένες επιδόσεις σε σύγκριση με τον ταλαντωτή που υλοποιήθηκε στη συχνότητα των 2.5 GHz. Συγκεκριμένα, παρουσιάζει αυξημένα επίπεδα θορύβου κατά 5 dBc/Hz σε όλο το εύρος λειτουργίας του, υψηλότερη κατανάλωση ισχύος και συνεπώς χαμηλότερο FOM. Οι μειωμένες επιδόσεις του ταλαντωτή οφείλονται κατά το μεγαλύτερο ποσοστό στην υψηλή επίδραση των παρασιτικών των στοιχείων του καθώς αυτή γίνεται εντονότερη σε μεγαλύτερες συχνότητες αλλά και στα παρασιτικά που εμφανίζονται κατά την σύζευξη των δύο VCO. Παρά το γεγονός αυτό, η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση των δύο Quadrature-VCO εμφανίζει ικανοποιητικά αποτελέσματα και σε υψηλότερες συχνότητες (6 GHz) όπως φαίνεται και στον παρακάτω συγκριτικό πίνακα.

5.2.6 Σύγκριση Επιδόσεων

Ο πίνακας 5.11 παρουσιάζει τη σύγκριση του τετραφασικού ταλαντωτή που υλοποιήθηκε με διάφορες ίδιες και μη τοπολογίες γύρω από την ίδια συχνότητα λειτουργίας ως προς τα χαρακτηριστικά τους μεγέθη.

Ref.	CMOS Process (nm)	Voltage Supply	Operating Frequency (GHz)	Tuning Range	Phase Noise	Power Dissipation	FOM
[13]	0.13 μm	1 V	4.4 – 5.5	22 %	–121 dBc/Hz ~ 1 MHz	4.2 mW	189
[15]	0.13 μm	1.2 V	4.6 – 5.8	22 %	–115 dBc/Hz ~ 1 MHz	7.7 mW	179
[16]	0.18 μm	1 V	5 – 6	18 %	–114 dBc/Hz ~ 1 MHz	2.5 mW	183
[19]	0.13 μm	0.35 V	6.21 – 6.72	8 %	–109 dBc/Hz ~ 1 MHz	2.6 mW	181
[20]	0.25 μm	2.5 V	4.6 – 5.2	12 %	–124 dBc/Hz ~ 1 MHz	8.75 mW	185
[21]	0.18 μm	0.8 V	5.96 – 6.60	10 %	–120.5 dBc/Hz ~ 1 MHz	4.4 mW	190.4
[22]	0.18 μm	1.4 V	5.2 – 5.45	4.6 %	–119.3 dBc/Hz ~ 1 MHz	11.2 mW	183
This Work	40 nm	1.25 V	4.96 – 6.03	19.5 %	–119.73 dBc/Hz ~ 1 MHz	1.494 mW	189

Πίνακας 5.11: Σύγκριση του Q-VCO με τη βιβλιογραφία.

Παρά το γεγονός ότι το κύκλωμα του τετραφασικού ταλαντωτή που υλοποιήθηκε στη συχνότητα των 6 GHz παρουσιάζει μειωμένες επιδόσεις σε σύγκριση με αυτόν στη συχνότητα των 2.5 GHz, κατέχει αρκετά χαμηλά επίπεδα θορύβου σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων της λειτουργίας του και παράλληλα η κατανάλωση του σε ισχύ είναι πολύ χαμηλή όπως αναδεικνύει και ο πίνακας 5.11. Τέλος, συνολικά η επίδοση του είναι ικανοποιητική σε σύγκριση με τη βιβλιογραφία πράγμα που αποδεικνύει το υψηλό του FOM.

Βιβλιογραφία

- [1] B. Razavi. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, Mc Graw-Hill, 2001.
- [2] T. H. Carusone, and D. A. Johns, and K. W. Martin. *Analog Integrated Circuit Design*, Second Edition, John Wiley and Sons Inc, 2012.
- [3] S. Voinigescu. *High-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, 2013.
- [4] C. Quemada, and G. Bistue, and I. Adin. *Design Methodology for RF CMOS Phase Locked Loops*, Artech House, 2009.
- [5] S. Y. Lee, and L. H. Wang, and Y. H. Lin. *A CMOS Quadrature VCO With Sub-harmonic and Injection-Locked Techniques*, *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS*, Vol. 57, No. 11, pp. 843-847, November 2010.
- [6] G. Huang, and B. S. Kim. *Low phase noise self-switched biasing CMOS LC quadrature VCO*, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 57, No. 2, pp. 344–351, February 2009.
- [7] X. Li, and S. Shekhar, and D. J. Allstot. *Gm-boosted common-gate LNA and differential Colpitts VCO/QVCO in 0.18- μ m CMOS*, *IEEE J. Solid- State Circuits*, Vol. 40, No. 12, pp. 2609–2619, December 2005.
- [8] K. K. Lee, and C. Bryant, and M. Tormanen, H. Sjolund. *A 65-nm CMOS Ultra-Low-Power LC Quadrature VCO*, Department of Electrical and Information Technology, Lund University, Lund.
- [9] M. Z. Dooghabadi, and S. Naseh. *A New Quadrature LC-Oscillator*, Electrical Engineering Group, Engineering Department, Ferdowsi University, Mashhad, Iran.
- [10] W. Li, and K. M. Cheng. *A Novel, Low-Voltage, Current Reused, Quadrature VCO and Divide-by-4 Frequency Divider Circuit*, *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, Vol. 23, No. 2, pp. 87-89, Februar 2013.
- [11] P. Andreani, and A. Bonfanti, and L. Romanò, and C. Samori. *Analysis and Design of a 1.8-GHz CMOS LC Quadrature VCO*, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 37, No. 12, pp. 1737-1747, December 2002.

- [12] M. Tiebout. *Low-Power Low-Phase-Noise Differentially Tuned Quadrature VCO Design in Standard CMOS*, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 36, No. 7, pp. 1018-1024, July 2001
- [13] Y. C. Lo, and J. Silva-Martinez. *A 5-GHz CMOS LC Quadrature VCO With Dynamic Current-Clipping Coupling to Improve Phase Noise and Phase Accuracy*, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 61, No. 7, pp. 2632-2640, July 2013
- [14] T. H. Huang, and Y.-R. Tseng. *A 1 V 2.2 mW 7 GHz CMOS quadrature VCO using current-reuse and cross-coupled transformer-feedback technology*, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 18, No. 10, pp. 698–700, October 2008.
- [15] D. Huang, and W. Li, and J. Zhou, and N. Li, and J. Chen. *A frequency synthesizer with optimally coupled VCO and harmonic-rejection SSB mixer for multi-standard wireless receiver*, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 46, No. 6, pp. 1307–1320, June 2011
- [16] J. W. Wu, and H. H. Wu, and K. C. Hsu, and C. C. Chen. *A back-gate coupling quadrature voltage-control oscillator embedded with self bodybias schema*, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 23, No. 3, pp. 146–148, March 2013.
- [17] C. H. Heng, and A. Bansal, and Y. Zheng. *Design of 1.94-GHz CMOS Noise-Cancellation VCO*, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 59, No. 2, pp. 368-374, February 2011
- [18] H. Kim, W. Kim, S. Ryu, S. Kang, B. Ha. Park, and B. Kim. *A Low Phase Noise LC VCO in 65 nm CMOS Process Using Rectangular Switching Technique*, *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, Vol. 17, No. 8, pp. 610-612, August 2007
- [19] J. Li, H. Liu. *A Design of Ultra-Low-Voltage Quadrature VCO*, *2013 International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology*, pp. 448-451, 2013
- [20] S. L. J. Gierkink, S. Levantino, R. C. Frye, C. Samori, and V. Bocuzzi. *A Low-Phase-Noise 5-GHz CMOS Quadrature VCO Using Superharmonic Coupling*, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 38, No. 7, pp. 1148-1154 July 2003
- [21] S. Jain, and S. L. Jang. *Indirect Back-Gate Coupling Quadrature LC-VCO*, *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, Vol. 24, No. 2, pp. 117-119, February 2014
- [22] I. Shen, T. C. Huang, and C. F. Jou. *A Low Phase Noise Quadrature VCO Using Symmetrical Tail Current-Shaping Technique*, *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, Vol. 20, No. 7, pp. 399-401, July 2010

- [23] Y. K. Koutsoyannopoulos, and Y. Papananos. *Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design*, *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING*, Vol. 47, No. 8, pp. 699-713, August 2000
- [24] J. R. Long, M. A. Copeland. *The Modeling, Characterization, and Design of Monolithic Inductors for Silicon RF IC's*, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 32, No. 3, pp. 357-369, March 1997
- [25] P. Tortori, D. Guermendi, E. Franchi, and A. Gnud. *QUADRATURE VCO BASED ON DIRECT SECOND HARMONIC LOCKING*, *ISCAS 2004*, pp. I 169-172, May 2004
- [26] A. E. Tzimas, E. G. Metaxakis, G. E. Kalivas. *A Low Complexity Baseband Receiver for Direct Conversion Burst-Type Radio Systems*, May 1998
- [27] Ε. Σ. Κυτωνάκη. *Ανάλυση και Σχεδίαση Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων Ασύρματων Πομποδεκτών Χαμηλής Κατανάλωσης σε nm-CMOS Τεχνολογίες*, Τομεας Επικοινωνιων, Ηλεκτρονικης και Συστηματων Πληροφορικης, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Ιούλιος 2010.

Γλωσσάριο

Ελληνικός όρος

τετραφασικός
ταλαντωτής ελεγχόμενος απο τάση
πομποδέκτης
θόρυβος φάσης
λάθος φάσης
ολοκληρωμένο πηνίο
αναντιστοιχία
φυσικό σχέδιο
πάγκος εργασίας
παροδική ανάλυση
ανταλλαγή
πυκνωτής ελεγχόμενος απο τάση
συντελεστής κέρδους
συντελεστής ποιότητας
τάση
ρεύμα
προσομοιωτής
εύρος ρύθμισης
κατανάλωση ισχύος
συχνότητα
ημιαγωγός
μικροκυματικός
ευρυζωνικός θόρυβος

Αγγλικός όρος

quadrature
voltage control oscillator
transceiver
phase noise
phase error
integrated inductor
mismatch
layout
test bench
transient analysis
trade-off
varactor
figure of merit
quality factor
voltage
current
simulator
tuning range
power consumption
frequency
semiconductor
microwave
broadband noise

